

# **Bewertung und Analyse des Regelverhaltens laufzeitoptimierter Mehrachsregelsysteme**

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik  
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung des Grades eines Doktors  
der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von Dipl.-Wirtsch.-Ing. Onno Martens

aus Osnabrück

eingereicht am: 04.04.2016

mündliche Prüfung am: 18.10.2016

1. Referent: Prof. Dr.-Ing. W. Schumacher

2. Referent: Prof. Dr.-Ing. M. Henke

Druckjahr: 2016



## Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Regelungstechnik der Technischen Universität Braunschweig.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Walter Schumacher, der diese Arbeit anregte und unterstützte. Herrn Prof. Dr.-Ing. Markus Henke danke ich für die Übernahme der Mitberichterstattung. Mein Dank gilt auch Herrn Prof. Dr.-Ing. Harald Michalik für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes.

Des weiteren bedanke ich mich bei allen Mitarbeitern, Kolleginnen und Kollegen des Instituts für die stets gute Zusammenarbeit und die vielen hilfreichen Diskussionen. Hervorheben möchte ich an dieser Stelle auch das Engagement der Studenten, die vor allem im Rahmen ihrer vielzähligen Abschlussarbeiten zu dieser Arbeit beigetragen haben.

Im Besonderen gilt mein Dank Herrn Michael Homann, Herrn Jan Klöck sowie Herrn Mauro Calabria, für die ausgezeichnete Zusammenarbeit und die vielfältige Unterstützung. Ebenfalls möchte ich Herrn Bernd Amelang und Herrn Marius Mihalachi danken, die mit unglaublicher Expertise und Tatkraft zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein besonderer Dank gilt meinen Eltern, die mich stets unterstützten und natürlich meiner Frau Rieke, die mir den nötigen Antrieb zum Abschluss dieser Arbeit gab.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>VII</b>
<b>Kurzfassung</b>	<b>X</b>
<b>Abstract</b>	<b>XII</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Standards und Trends in der industriellen Antriebstechnik	6
1.2 Stand der Technik . . . . .	9
1.3 Aufbau der Arbeit . . . . .	10
<b>2 Dynamische Stromregelung für PMSM</b>	<b>12</b>
2.1 Zeitkontinuierliches Modell der PMSM . . . . .	13
2.2 Zeitdiskretes Modell der PMSM . . . . .	15
2.3 Implementierung der Stromregelung . . . . .	18
2.3.1 Auflösung der Achsverkopplungen und Störgrößen- aufschaltung . . . . .	23
2.3.2 Nichtlinearität des Umrichters . . . . .	24
2.3.3 Auslegung des Stromreglers bei konventioneller Im- plementierung . . . . .	26
2.4 Kompensationsreglerentwurf . . . . .	31
2.5 Spannungsbegrenzung . . . . .	36
<b>3 Positions- und Drehzahlregelung</b>	<b>40</b>
3.1 Positionserfassung . . . . .	41
3.2 Drehzahlerfassung . . . . .	51
3.3 Zustandsgrößenerfassung durch Beobachter . . . . .	57
3.4 Drehzahl- und Lagereglerauslegung . . . . .	62
<b>4 Referenzsystem für hochdynamische Mehrachsregelung</b>	<b>65</b>
4.1 Servoumrichter . . . . .	65
4.2 Motor . . . . .	67

---

4.3	Stromerfassung . . . . .	67
4.4	Steuerung . . . . .	69
4.5	Übertragungssystem . . . . .	70
4.6	Mechanismus des Demonstrators . . . . .	76
<b>5</b>	<b>Bewertung des Einzelantriebs</b>	<b>80</b>
5.1	Führungsverhalten . . . . .	81
5.1.1	Regelkreisbandbreite . . . . .	82
5.1.2	Führungsverhalten im Stromregelkreis . . . . .	84
5.1.3	Führungsverhalten im Drehzahlregelkreis . . . . .	87
5.1.4	Führungsverhalten im Lageregelkreis . . . . .	91
5.2	Störübertragungsfunktion . . . . .	92
5.3	Dynamische Störsteifigkeit . . . . .	94
5.4	Zwischenfazit . . . . .	97
<b>6</b>	<b>Reglerstrukturen in Mehrachsregelsystemen</b>	<b>98</b>
6.1	Dezentrale Reglerstruktur . . . . .	99
6.2	Zentralisierte Reglerstruktur . . . . .	101
6.3	Hybride Reglerstruktur . . . . .	102
6.4	Implementierung des Positionsreglers . . . . .	104
<b>7</b>	<b>Bewertung von Mehrachsregelsystemen</b>	<b>107</b>
7.1	Analyse der kinematischen Struktur . . . . .	107
7.2	Bewertungsaspekte der verkoppelten Regelung . . . . .	108
7.2.1	Störsteifigkeit und Störübertragungsfunktion . . . . .	109
7.2.2	Führungsverhalten . . . . .	112
7.3	Applikationsspezifische Bewertung der Genauigkeit . . . . .	115
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>117</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>119</b>
	<b>Veröffentlichungen im Rahmen dieser Promotion</b>	<b>126</b>
	<b>Betreute studentische Arbeiten</b>	<b>127</b>

# Symbolverzeichnis

## 1. Kennzeichnung durch Art der Schreibweise

$i(t)$ , $u(t)$ , etc.	Augenblickswerte
$I$ , $U$ , etc.	Effektivwerte
$\mathbf{i}$ , $\mathbf{u}$ , etc.	Vektoren
$\mathbf{A}$ , $\mathbf{B}$ , etc.	Matritzen
$\hat{\omega}$	Geschätzte, beobachtete Größe

## 2. Symbole

<i>Abkürzung</i>	<i>Variable</i>	<i>Einheit</i>
$c$	Federkonstante	N/m
$C$	Kapazität	F = As/V
$d$	Störgröße, Dämpfungsparameter	
$f$	Frequenz	Hz = 1/s
$i(t)$ , $I$ , $\mathbf{i}$	Strom, Stromvektor	A
$J$	Massenträgheitsmoment	kg/m <sup>2</sup>
$k$	Konstante	
$L$	Induktivität	H
$m(t)$	Drehmoment	Nm
$n$	Drehzahl	1/min
$p$	Polpaarzahl	
$R$	Widerstand	$\Omega$

$s = \sigma + j\omega$	Laplace Variable	rad/s
$\mathbf{s}$	Vektor der Spursignale	
$t, T, \mathbf{T}$	Zeit, Zeitkonstante, Transformationsmatrix	s
$u(t), U, \mathbf{U}$	elektrische Spannung, Spannungsvektor	V
$\gamma = 2\pi/3$	Winkelkoordinate	rad
$\varepsilon$	Drehwinkel	rad
$\Phi$	Magn. Fluß/Permanentenerregung	Vs
$\omega$	Winkelgeschwindigkeit	rad/s

## 2. Häufige Indizes

$S$	Ständergröße
$R$	Rotorgröße
$d, q$	Längs- bzw. Querkomponente
$N$	Bemessungsgröße, Nenngröße
$A, L$	Antriebsseitig, lastseitig

## 3. Abkürzungen

Abs.	Abschnitt
ADU	Analog-Digital-Umsetzer
ASIC	(englisch) <i>Application Specific Integrated Circuit</i>
ASM	Asynchronmaschine
BLDC	(englisch) <i>Brushless Direct Current Motor</i>
CAN	(englisch) <i>Controller Area Network</i>
CORDIC	(englisch) <i>Coordinate Rotation Digital Computer</i>
CRC	(englisch) <i>Cyclic Redundancy Check</i>
DMS	Dreimassensystem
DSP	Digitaler Signalprozessor



---

EMK	Elektromotorische Kraft bzw. induzierte Spannung
FGG	Führungsgrößengenerator
FPGA	(englisch) <i>Field Programmable Gate Array</i>
FPU	(englisch) <i>Floating Point Unit</i>
IGBT	(englisch) <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IP	(englisch) <i>Internet Protocol</i>
MII	(englisch) <i>Media Independent Interface</i>
MOSFET	(englisch) <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PCI	(englisch) <i>Peripheral Component Interconnect</i>
PMSM	Permanentmagnet-Synchronmaschine
PRBS	(englisch) <i>Pseudo Random Binary Sequence</i>
PWM	Pulsweitenmodulation
RTAI	(englisch) <i>Real Time Application Interface</i>
SAR	(englisch) <i>Successive Approximation Register</i>
SM	Synchronmaschine
TAW	(englisch) <i>Tracking Anti Windup</i>
TCP	(englisch) <i>Transmission Control Protocol</i>
ZMS	Zweimassensystem

## Kurzfassung

Moderne Mehrachsregelsysteme bestehen aus Servoantrieben, einem echtzeitfähigen Übertragungssystem (Feldbus) sowie einer Echtzeit-Steuerung. Es werden Mehrgrößenregelungen zum koordinierten oder kooperativen Verfahren mehrerer Achsen in Applikationen wie z. B. Druckmaschinen, Industrierobotern oder Bearbeitungsmaschinen genutzt. In diesen Applikationen wird das Führungsverhalten oftmals durch Verwendung eines Führungsgrößengenerators optimiert. Die zugehörige Vorsteuerung kann Latenzen in den Regelkreisen berücksichtigen, die aus Feldbusübertragungen resultieren und ist somit unabhängig von diesen. Die Regelung, die folglich hauptsächlich der Störunterdrückung dient, kann diese Laufzeiten nicht kompensieren und wird daher mit entsprechend niedrigerer Bandbreite ausgeführt. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein laufzeitoptimiertes Referenzsystem für hochdynamische Mehrachsregelung vorgestellt, welches in der Lage ist, unterschiedliche Vernetzungsstrukturen und Abtastzeiten abzubilden und ermöglicht somit eine Bewertung des Regelverhaltens bei unterschiedlichen Systemkonfigurationen.

Die entwickelten FPGA-basierten Servoumrichter sind über ein eigens entwickeltes latenzarmes Echtzeit-Ethernet-Übertragungssystem an eine leistungsstarke PC-basierte Steuerung angeschlossen. Zur Bewertung und Analyse des Regelverhaltens, wurde ein anspruchsvoller Gleichlaufdemonstrator aufgebaut. Durch die Integration einer zusätzlichen Lastmaschine können explizit Störungen in das System eingebracht werden. Das Regelverhalten einzelner Antriebe sowie unterschiedlicher Strukturen und Laufzeitzusammenhänge in der verkoppelten Mehrachsregelung

---

werden anhand der Bewertungskriterien Störunterdrückung und dynamischer Störsteifigkeit untersucht. In beiden Kriterien konnte eine Leistungssteigerung trotz herausfordernder mechanischer Mehrgrößenstrecken durch Reduktion effektiver Laufzeiten in den Regelkreisen realisiert werden.

## Abstract

A modern multi-axis control system consists of servo-drives, a realtime fieldbus system, and a realtime IPC-based motion controller. It uses MI-MO control functions to coordinate multiple drives in cooperative applications like industrial printing machines, industry robots or automated machine tools. Fieldbus transmissions induce latencies in the control loops of the multi-axis control system. In the named applications command response is optimized by feed-forward control, which is able to compensate for fieldbus latencies. Thereby the latencies only effect control performance, especially dynamic disturbance rejection, as disturbances can not be compensated by feed-forward control. In this work a self-developed and latency-optimized multi-axis control system is used to analyse the impact of different sample-times and fieldbus-related latencies in the control structure on controller performance.

In the shown reference multi-axis control system FPGA-based servo-inverters are connected via a Realtime-Ethernet communication system to a central PC-based controller. Evaluation and analysis of the control structure behaviour is evaluated in a speed-synchronized application. The system can be disturbed by a high-dynamic load drive. The evaluation of multi-axis control structures is based on criteria like dynamic stiffness and reaction to disturbances in the frequency domain. Collectively, in all criteria controller performance was improved by reducing effective latencies in the control structure, in spite of challenging mechanical transmission behaviour of the demonstrator.

# 1 Einleitung

Ziel vieler Hersteller von Massenprodukten ist die Maximierung des Automatisierungsgrads in der Produktion. Dies wird u. a. deutlich an den wachsenden Verkaufszahlen von Industrierobotern [21] sowie an dem steigenden Bedarf an Konsumgütern in den Industrieländern, der ohne einen hohen Automatisierungsgrad nicht zu decken wäre.

Einige Arbeitsgänge in der modernen Produktion sind häufig von Menschen nicht mehr in der geforderten konstanten Qualität umsetzbar, wie bspw. automatische Bearbeitungsmaschinen dies vermögen. Mittlerweile kann ein qualifizierter Facharbeiter nicht mehr mit der Schnelligkeit automatischer Produktionsmaschinen konkurrieren. Parallelkinematische Manipulatoren erreichen mitunter Geschwindigkeiten von bis zu 10 m/s und Beschleunigungen von bis zu 100 m/s<sup>2</sup> [50]. Die Fertigungstoleranzen liegen bei modernen Systemen meist unterhalb von 100 µm.

In gewöhnlichen Mehrachsapplikationen werden üblicherweise bis zu acht Achsen gleichzeitig koordiniert verfahren. Die Bewegung der einzelnen Antriebe wird dabei meistens nicht online, sondern offline durch Bahnplanung koordiniert. Mehrachsregelsysteme bilden die Hardwarebasis zur Implementierung von Regelungsstrukturen und somit der Algorithmen zur Umsetzung der Bewegungsführung innerhalb dieser Arbeitsmaschinen. Ein industrielles Mehrachsregelsystem besteht üblicherweise aus Servoumrichtern mit Permanentmagnetsynchronmotoren (PMSM), einem Ethernet-basierten Vernetzungssystem und einer zentralen Steuereinheit, die oftmals als Industrie PC (IPC) ausgeführt ist sowie einem Regelver-

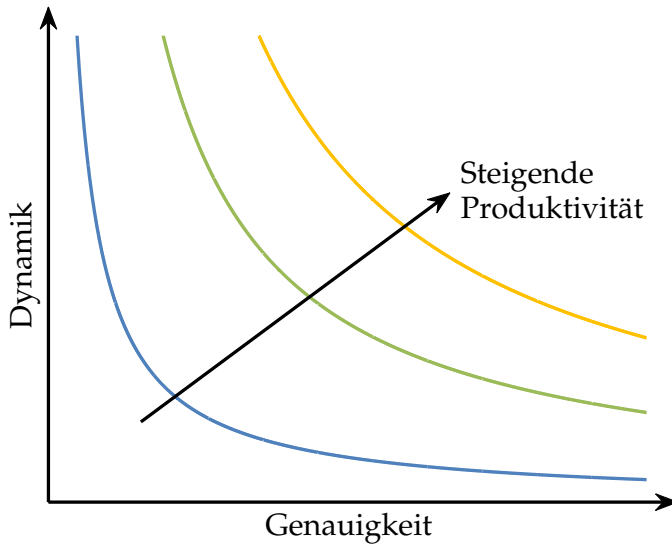


Abb. 1.1: Produktivität über Genauigkeit und Dynamik

fahren, das die Bewegung der Achsen koordiniert. Die Achsenzähl ist dabei höchst unterschiedlich.

Für eine Evaluation von Regelsystemen in der industriellen Produktion muss der Fokus auf die Produktivität der Maschine gelegt werden. Am Beispiel einer Werkzeugmaschine kann die Anlagenproduktivität als Anzahl produzierter Teile pro Zeiteinheit bei gegebener bzw. geforderter Genauigkeit bemessen werden. Für die Produktionsgeschwindigkeit ist hauptsächlich entscheidend wie schnell die geforderte Bewegung umgesetzt werden kann. Neben den Maximalgeschwindigkeiten der Achsen ist hier vor allem deren Dynamik entscheidend.

Oftmals kann eine höhere Genauigkeit dadurch erzielt werden, dass die Dynamik reduziert wird. In Abb. 1.1 ist dieser Zusammenhang veranschaulicht. Entlang der dargestellten Kurven konstanter Produktivität ist

keine Produktivitätssteigerung möglich. Wenn gleichzeitig Dynamik und Genauigkeit gesteigert werden oder einer der beiden Parameter konstant gehalten wird, während der jeweils andere Parameter erhöht wird, ist eine Produktivitätssteigerung möglich. Im konkreten Anwendungsfall sollten beide Parameter zunächst getrennt voneinander betrachtet werden.

Die Genauigkeit der Bahnführung (engl. *Trajectory Tracking Performance*) hängt primär von der Genauigkeit der Zustandsgrößenerfassung und der Qualität der Stellgrößenvorgabe ab. Im Anwendungsbeispiel der Kaskadenregelung für elektrische Motoren sind dies die Drehmoment-, Lage- und Drehzahlerfassung bzw. die Qualität der Umrichter Ausgangsspannung. Gleichzeitig kann die Dynamik der Regelung durch einen optimierten Regelalgorithmus durchaus verbessert werden. Ansätze und Potenziale hierfür liefert [16], im Speziellen durch die Nutzung paralleler Algorithmenverarbeitung in FPGAs. Weitere Einflussfaktoren auf die Produktivität ergeben sich aus konstruktionsbedingten Ungenauigkeiten in mechanischen Führungen, Lagerungen und vergleichbaren Effekten, die in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet werden.

Eine Produktivitätssteigerung ist daher durch die Optimierung der Regelung hinsichtlich der Dynamik bei gleichbleibender Genauigkeit zu erreichen. Die Zustandsgrößenerfassung ohne den Einsatz zusätzlicher Sensorik (z. B. lastseitige Drehzahlgeber oder Beschleunigungssensoren) sollte dabei allerdings nicht außer acht gelassen werden. In vielen Applikationen konnte ein erheblicher Einfluss auf die Dynamik festgestellt werden [4]. In dieser Arbeit wird von einer Untersuchung zusätzlicher Sensorik abgesehen. Für das Beispiel bestehender Werkzeugmaschinen bedeutet dies letztendlich, die gleiche räumliche Bahn mit höherer Geschwindigkeit abzufahren ohne das Messsystem oder die Umrichtergerätetechnik maßgeblich zu verändern und gleichzeitig die geforderten Bahntoleranzen einzuhalten.

Moderne Simulationswerkzeuge und automatisierte Identifikationsverfahren ermöglichen eine präzise Beschreibung der zu betreibenden Maschine. Daher erfolgt ein Test der eingesetzten Regelung schon vor Inbetriebnahme oder Produktion bzw. optimalerweise konstruktionsbegleitend. Die genaue Beschreibung der Dynamik des zu regelnden mechanischen Systems ermöglicht den Aufbau eines leistungsstarken Führungsgrößengenerators (FGG) wie er in Abb. 1.2 dargestellt ist.

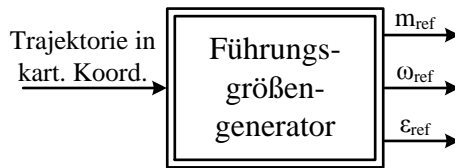


Abb. 1.2: Führungsgrößengenerator

Der FGG nutzt Informationen über das dynamische Verhalten der Maschine, Stellgrößenbegrenzungen und Koordinatentransformationen der inversen Kinematik, um daraus für eine oftmals in kartesischen Koordinaten gegebene Solltrajektorie Vorsteuerwerte für die Kaskadenregler (Drehmoment-, Drehzahl- und Positionsregler) zu errechnen. Somit müssen die Regler lediglich nicht modellierte Störgrößen kompensieren. Zu diesen Störungen gehören Drehmomentabbildungsfehler sowie betriebszustandsabhängige und alterungsbedingte Reibkräfte, deren Höhe sich optimalerweise im unteren einstelligen Prozentbereich des abzubildenden Drehmoments bewegt. Die Vorsteuerung übernimmt somit den Großteil des Stellgrößeneinsatzes.

Zur Störunterdrückung existieren eine Reihe regelungstechnischer Werkzeuge: einschleifige, integrale Regler, klassische Störgrößenaufschaltung [30, 48] oder Störgrößenbeobachter [31, 48].



Periodische Störungen können durch lernende Vorsteuerung [8] oder im Falle harmonischer Störungen durch resonante Regler mit endlicher Einschwingzeit unterdrückt werden [26]. Während bei Freiraumbewegungen meistens Vorsteuerverfahren wie z. B. *Computed Torque* [51, Abs. 8.4] eingesetzt werden, ist die Kraftregelung im Kontakt (siehe [51, Kap. 9]) deutlich herausfordernder. Hier ändern sich oftmals die Zusammenhänge und Reglerstrukturen. Zu den besonderen Herausforderungen dieser Regelungsart gehören die korrekte Kraftschätzung oder auch die korrekte Kraftmessung, die Reaktionszeit oder -fähigkeit bei einer detektierten Störung und die Umsetzung eines angemessenen Reaktionsverhaltens [50, 51].

Zur Veranschaulichung ist in Abb. 1.3 ein laufzeitbehafteter Regelkreis dargestellt.

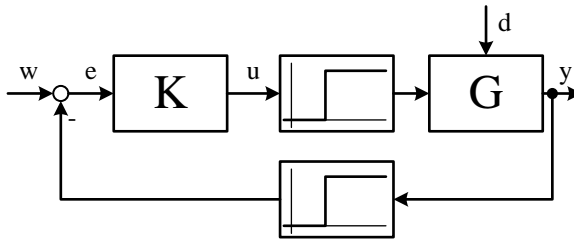


Abb. 1.3: Laufzeitbehafteter Regelkreis

Im dargestellten Regelkreis sind zwei Laufzeiten enthalten, wie sie typischerweise in einem Regelsystem mit zentralem Regler  $K$  und verteilten unterlagerten Regelkreisen  $G$  auftreten. In diesen Systemen erfolgen Datenübertragungen häufig über Feldbussysteme, die als Laufzeiten zu modellieren sind. Praktisch entsteht zunächst eine Übertragungslaufzeit auf der Stellgröße  $u$  für die Übertragung zwischen Regler  $K$  und Strecke bzw. innerem Regelkreis  $G$ . Zusätzlich kann bei dezentraler Regelgröße

ßenmessung eine Laufzeit auf der Regelgröße  $y$  auftreten. Bei Führungsgrößenänderung und hoher Streckenkenntnis kann durch Vorsteuerung die Laufzeit auf der Stellgröße kompensiert werden. Entsprechende Stellgrößenprofile werden entsprechend früher bereitgestellt oder asynchron übertragen und dezentral vorgehalten.

Im Falle einer eingreifenden Störung  $d$  ist jedoch der zentrale Regler gefordert, entsprechende Stellgrößenänderungen vorzunehmen. Die Reaktionsfähigkeit des Regelkreises hängt in diesem Fall entscheidend von den auftretenden Laufzeiten ab, da diese überwunden werden müssen bevor eine Reaktion erfolgen kann. Am Beispiel der Kraftregelung eines mehrachsigen Manipulators ist insbesondere die Laufzeit im Netzwerk der oft dezentral angeordneten Antriebe und der koordinierenden Steuerung von entscheidender Bedeutung, da sich Kontaktkräfte meistens auf mehrere Achsen auswirken [50].

## 1.1 Standards und Trends in der industriellen Antriebstechnik

In der modernen Drehstromantriebstechnik kommen hauptsächlich Umrichter mit Spannungszwischenkreis zum Einsatz. Sie sind üblicherweise in Leistungsteil und Steuerteil unterteilt. Das Leistungsteil besteht aus einem Gleichrichter zur Erzeugung des Zwischenkreises und einem per PWM ansteuerbaren Wechselrichter auf IGBT- oder MOSFET-Basis. An den Ausgangsklemmen werden über geschirmte Kabel wahlweise Asynchron- oder Synchronmaschinen angeschlossen. Für hochdynamische Positionieraufgaben kommen aufgrund der hohen Dynamik sowie des hohen Wirkungsgrades fast ausschließlich Synchronmotoren zum Einsatz.

Der Steuerteil ist im Gegensatz zum Leistungsteil vielfältig ausführbar und übernimmt die gesamte digitale Datenverarbeitung. Am Markt sind

Varianten mit ASIC, Mikroprozessor/n und/oder FPGA vorhanden. Ebenso vielfältig ist die Anzahl verfügbarer, höchst applikationsspezifischer Sollwertschnittstellen und Feldbussysteme.

In Abb. 1.4 ist der prinzipielle Aufbau eines Servoantriebs mit Spannungszwischenkreisumrichter, sog. U-Umrichter, dargestellt. Die digitale Signalverarbeitung nutzt die jeweils digitalisierten Strangströme ①, die Spursignale ③ des Gebers ② und gegebenenfalls die Zwischenkreisspannung (Messung nicht dargestellt) zur Umsetzung eines Regelverfahrens und zur Erzeugung der pulsweitenmodulierten Schaltersignale ④ für den Wechselrichter. Sollwerte und Parameter der Regelung können über zusätzliche Schnittstellen vorgegeben werden.

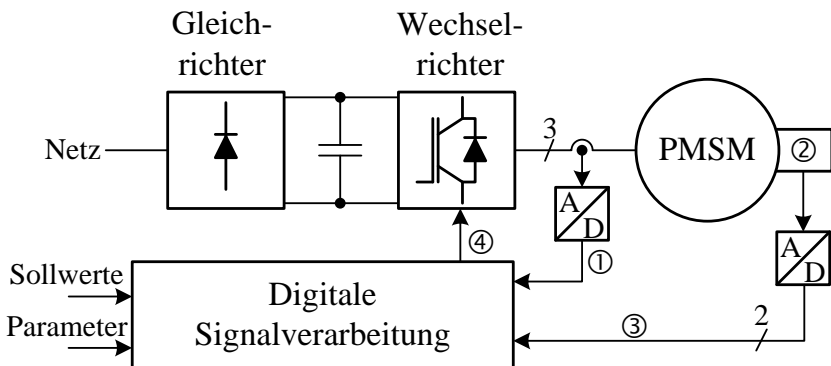


Abb. 1.4: Aufbau eines Servoantriebs mit U-Umrichter und PMSM

Zur Vernetzung finden mittlerweile hauptsächlich Ethernet-basierte Feldbussysteme Anwendung. In der Vergangenheit wurden hier Bussysteme wie z. B. CAN oder ähnliche Systeme auf Basis von RS-485 eingesetzt, die je nach Buslast oder Systemausprägung Übertragungszeiten im Millisekundenbereich (Übertragungsrate: max. 1 Mbit/s) verursachen [43]. Moderne Ethernet-basierte Systeme sind deutlich schneller (meistens 100

Mbit/s) und erreichen Latenzen im Bereich zwischen 50 und 250  $\mu$ s. Die Netzwerktopologien haben sich über die Jahre weniger verändert. Moderne Systeme setzen aufgrund des geringen Verkabelungsaufwands weiterhin auf Ring- oder Linientopologien.

Bei den Steuerungen, welche mittlerweile fast ausschließlich als IPC ausgeführt sind, hat in den letzten beiden Dekaden dieselbe Entwicklung stattgefunden, wie bei gewöhnlichen PCs. Mehrkernprozessoren, hohe dynamische Speicherkapazität und Grafikunterstützung machen moderne IPCs zu vollständigen Bewegungssteuerungen mit umfassender Visualisierung der Anlage. Erweiterungskarten können zur Adaption unterschiedlichster Hardwarekomponenten genutzt werden.

Für die Servoregelung wird weiterhin eine klassische Kaskadenregelung genutzt [29]. Aktueller Stand der Forschung sind weiterhin (teils adaptive) Beobachterstrukturen zur Drehzahlerfassung (z. B. [4], [49]), Verbesserung der Stromerfassung durch  $\Delta\Sigma$ -Umsetzer [20] und die Nutzung von paralleler Algorithmenverarbeitung mit FPGAs [16, 24] oder ASICs, die derzeit in Produkte überführt werden.

Ein Großteil moderner Antriebssystementwicklung wird in Softwarefunktionalitäten investiert. Dazu gehören applikationsspezifische Führungsgrößengeneratoren, Vorsteuerverfahren, Inbetriebnahmewerkzeuge und Visualisierungen, die es dem Applikateur ermöglichen, bestimmte Anlagentypen schnell, einfach und sicher in Betrieb zu nehmen. Mit dem Ziel der Komplexitätsreduktion der häufig äußerst langwierig und aufwendig zu konfigurierenden Servoregler, werden dem Kunden zunehmend durchgängige Entwicklungswerkzeuge und umfassende Expertise bereitgestellt [23]. Die Einführung komplizierter Regelstrukturen würde diesem ganzheitlichen Trend entgegenstehen. Daher sollten neue Regelverfahren selbsteinstellend sein oder mit geeigneter Unterstützung, z. B.

durch einen durchgängigen Inbetriebnahmeleitfaden, zu parametrieren sein.

Ein weiterer Trend zeigt sich in der Anlagenplanung. Aufgrund konsequenten Leichtbaus wird die verbaute Antriebsleistung gegenüber älteren Anlagen oftmals deutlich reduziert. Dieser Umstand macht es erforderlich, auch kleinere Antriebe mit einer Leistung unter 250 W mit hoher Güte regeln zu können. Diese Märkte werden derzeit noch von gesteuerten Hybridschrittmotoren oder Gleichstrommaschinen dominiert. Es bleibt abzuwarten, ob auch hier in naher Zukunft vermehrt geregelte Drehstrommotoren eingesetzt werden. Zudem gelten immer noch viele Antriebe als überdimensioniert [13], wodurch der Trend zu kleineren verbauten Leistungen bestärkt wird.

## 1.2 Stand der Technik

Hochdynamische Regelung von Servoantrieben, insbesondere Spezialmotoren, ist neben der drehgeberlosen Regelung elektrisch kommutierter Motoren weiterhin Gegenstand vieler Forschungsarbeiten. Der in dieser Arbeit genutzte Implementierungsansatz für einen laufzeitfreien Stromregler ist in [16] bereits ausführlich untersucht worden. Die Auswirkungen auf hochdynamische Mehrachsregelungen sind simulativ in [38] dargestellt worden; Messergebnisse sind nicht präsentiert worden. Zur Stromregelung dreiphasiger Antriebe erschien zuletzt [19], jedoch ohne Betrachtung laufzeitfreier Implementierungen und mit besonderem Fokus auf Abtastzeitpunkte und Untersuchung verschiedener PWM-Varianten.

Weitere Ansätze zur Implementierung von Stromreglern in FPGAs liefern [32] und [24]. In beiden Arbeiten wird eine laufzeitbehaftete Art der Stromerfassung durch  $\Delta\Sigma$ -ADUs und mit der erforderlichen Tiefpassfilterung durch Sinc-Filter verwendet. Hochdynamische Stromregler sind

bei dieser Art der Strommessung lediglich durch modellbasierte Ansätze zu realisieren.

Zur Bewertung des dynamischen Regelverhaltens einzelner Antriebe sind bislang keine allgemeingültigen Kriterien definiert worden. Häufig genutzte applikationsspezifische Kriterien sind die Drehzahlgenauigkeit für drehgeberlose Antriebe [15], der Schleppfehler bei der Trajektorienfolge oder Eigenschaften der Führungsgrößensprungantwort wie z. B. Überschwingweite oder Einschwingdauer. Da in dieser Arbeit hauptsächlich das Störverhalten von Relevanz ist, wird das auch in der Literatur häufig genutzte Kriterium „dynamische Störsteifigkeit“ [4,16] und das Störübertragungsverhalten gewählt.

Das Thema „Mehrsachsregelung“ wird dagegen üblicherweise applikationsspezifisch und mit Fokus auf Bahnplanung betrachtet. Eine Ausnahme bildet [58] mit Fokus auf Stellgrößenbegrenzung, Störgrößenvorsteuerung und Führungsgrößengenerator, jedoch ohne Bewertung spezieller Vernetzungsvarianten.

### 1.3 Aufbau der Arbeit

Das Ziel der Arbeit ist die Bewertung und Analyse des dynamischen Regelverhaltens moderner Mehrachsregelsysteme. Dabei liegt der Schwerpunkt der Arbeit auf der Untersuchung des Einflusses von Latenzen auf die Regelgüte in den Regelungsstrukturen, welche durch Berechnungen, Übertragungen und Halteglieder, wie z.B. PWM, verursacht werden. Aus diesem Grund zeigt die Arbeit zunächst Möglichkeiten zur Laufzeitminimierung innerhalb der Regelung einer einzelnen Achse auf. Hier orientieren sich die Ausführungen an dem Aufbau einer klassischen Kaskadenregelung für Servo-Antriebe. Den innersten Regelkreis bildet die Stromregelung (Kap. 2), höhere Regelfunktionen stellen Positions- und

Drehzahlregelung dar (Kap. 3). Voraussetzung für die Applikation hochdynamischer Regler ist die Positionserfassung durch Sin/Cos-Geber mit Korrektur systematischer Geberfehler (Abs. 3.1) und die korrekte Erfassung der Drehzahl durch Beobachter bei häufig vorkommenden mechanischen Mehrgrößenstrecken (Abs. 3.3).

In Kap. 4 wird das aufgebaute Referenzsystem für hochdynamische Mehrachsregelung vorgestellt. Wesentliche Besonderheiten sind die eigens entwickelten FPGA-basierten Servoumrichter (Abs. 4.1), das *Ethernet*-basierte Vernetzungssystem in Sterntopologie (Abs. 4.5) und die leistungsstarke Echtzeit-Steuerung mit Bedienoberfläche (Abs. 4.4). Das System gilt als Referenz in Bezug auf die Laufzeitminimierung in den einzelnen Regelkreisen. Des weiteren wird der aufgebaute Demonstrator vorgestellt (Abs. 4.6).

Gängige Bewertungskriterien für Einzelantriebe werden in Kap. 5 erläutert. Hierbei konzentriert sich die Bewertung auf die Fähigkeit der Regelung Störungen zu unterdrücken.

In Kap. 6 werden mögliche bzw. übliche Vernetzungsstrukturen beschrieben. Die konkrete gerätetechnische Implementierung wird dabei zurückgestellt, da nur das Laufzeitverhalten von regelungstechnischer Bedeutung ist. In einer Fallstudie werden drei verschiedene Regelungsstrukturen vorgestellt, die ein Abschätzen der potenziellen Leistungsfähigkeit vorhandener und zukünftiger Mehrachsregelsysteme ermöglichen.

Die Bestimmung der erreichbaren Regelgüte bei Anwendung der vorgestellten Vernetzungsstrukturen auf die Demonstrationsapplikation erfolgt in Kap. 7. Die Bewertung konzentriert sich auf das Verhalten in den redundanten Freiheitsgraden des Demonstrators. Darauf wird die Arbeit mit einer Zusammenfassung der Ergebnisse und einem Ausblick auf folgende Forschungsarbeiten abgeschlossen (Kap. 8).

## 2 Dynamische Stromregelung für PMSM

Die Stromregelung bildet in einer klassischen Kaskadenregelung für Servo-Antriebe den innersten Regelkreis. Die Dynamik der Stromregelung beeinflusst somit in hohem Maße die Dynamik der höheren Regelkreise und wird daher näher betrachtet. Dabei wird zunächst das der Regelung zugrundeliegende Modell erläutert, bevor die gewählte Regelungsstruktur dargestellt wird und die Reglerauslegung erfolgt.

Das transiente Verhalten der Synchronmaschine wurde bereits in den 1950er Jahren beschrieben [28]. Die Modellierung auf Basis der Raumzeigertheorie lässt sich daher der Grundlagenliteratur entnehmen [29, 39, 46]. An dieser Stelle erfolgt deshalb nur eine kurze Zusammenfassung der wesentlichen Aspekte der Modellierung. Die Betriebsart Feldschwächung und somit der Betrieb oberhalb der Nenndrehzahl bzw. an der Spannungsgrenze wird nicht berücksichtigt.

Die Stromregelung kann auf unterschiedlichste Arten erfolgen. Die hier dargestellte Stromvektorregelung mit Raumzeigermodulation findet sich allerdings an vielen Stellen in ähnlicher Form in der Grundlagenliteratur [29, 39, 44].



## 2.1 Zeitkontinuierliches Modell der PMSM

Die Spannungsgleichungen der PMSM nach Einführung der Rotororientierung lassen sich wie folgt darstellen [29]:

$$u_d(t) = R_S i_d(t) + L_d \frac{d i_d(t)}{dt} - L_q p \omega_m(t) i_q(t) \quad (2.1)$$

$$u_q(t) = R_S i_q(t) + L_q \frac{d i_q(t)}{dt} + L_d p \omega_m(t) i_d(t) + K_{\text{emk}} \omega_m(t) \quad (2.2)$$

Die Spannungskonstante  $K_{\text{emk}}$  ist definiert als:

$$K_{\text{emk}} = \frac{3}{2} \Phi_f p. \quad (2.3)$$

Die elektromechanischen Gleichungen für schenkelige PMSM lauten:

$$J \frac{d \omega_m(t)}{dt} = \underbrace{\Phi_f p i_q(t)}_{\text{Hauptmoment}} + \underbrace{\frac{2}{3} p (L_d - L_q) i_q(t) i_d(t)}_{\text{Reluktanzmoment}} \quad (2.4)$$

$$- \underbrace{m_L(t)}_{\text{Lastdrehmoment}} \quad (2.5)$$

und

$$\frac{d \varepsilon(t)}{dt} = \omega_m(t). \quad (2.6)$$

Für Vollpolsynchronmaschinen mit sinusförmiger Wicklungsverteilung und Oberflächenmagneten verschwindet das Reluktanzmoment, da die Statorinduktivitäten  $L_d$  und  $L_q$  identisch und konstant über dem Rotorwinkel sind. Verfügt die Maschine über ausgeprägte Pole (z. B. Rotor mit vergrabenen Magneten, Fremderregte SM), ist diese Annahme oft nicht mehr zulässig. Aufgrund von Sättigung kann zudem eine ungewollte Schenkeligkeit (Anisotropie) entstehen [37]. Somit empfiehlt es sich in vie-

len Fällen die Induktivitäten  $L_d$  und  $L_q$  nicht als identisch und konstant anzunehmen. Daher werden sie in dieser Arbeit explizit getrennt betrachtet.

Die erforderliche Transformation zwischen dem dreiphasigen und dem zweiphasigen Statorkoordinatensystem ist über die Matrix  $\mathbf{T}_{32}$  gegeben.

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{32}} \cdot \begin{bmatrix} i_{S1}(t) \\ i_{S2}(t) \\ i_{S3}(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$\mathbf{T}_{SR}$  gibt die Transformation zwischen dem zweiphasigen Statorkoordinatensystem und dem Rotorkoordinatensystem an.

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(p\varepsilon) & \sin(p\varepsilon) \\ -\sin(p\varepsilon) & \cos(p\varepsilon) \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{SR}} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Erweiterte Ansätze zur Modellierung der PMSM berücksichtigen die Feldschwächung durch den Längsstrom, nichtlineare Effekte wie z. B. magnetische Sättigung [37] oder Oberschwingungen der Grundfrequenz bei der Drehmomentbildung [34]. Oberschwingungseffekte sind insbesondere für drehgeberlose Regelungen relevant und bei Maschinen mit Einzelzahnwicklung besonders stark ausgeprägt. Im Grunddrehzahlbereich bis maximal Nennlast und bei den in dieser Arbeit verwendeten Motoren werden sie üblicherweise vernachlässigt.

In Abb. 2.1 ist ein vereinfachtes Modell der PMSM in Rotorkoordinaten dargestellt. Auffällig sind insbesondere die Kreuzkopplungen zwischen den oft in der Reglerauslegung als entkoppelt angenommenen Achsen.

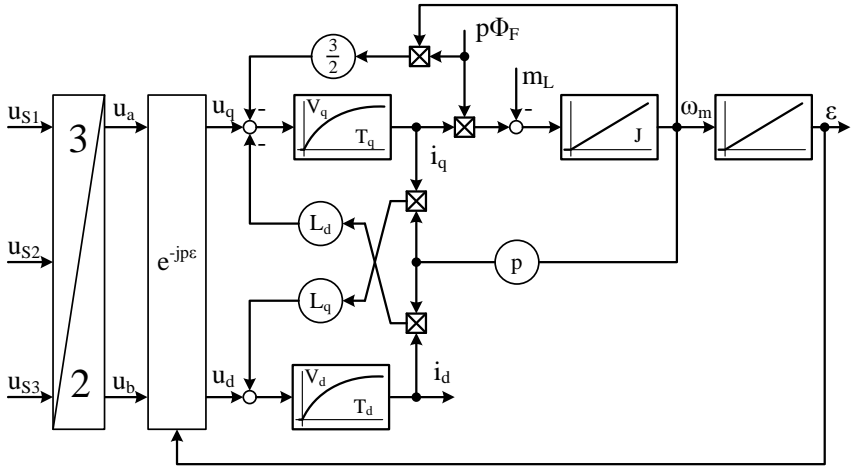


Abb. 2.1: Vereinfachtes Modell der PMSM in Rotorkoordinaten (Abb. in Anlehnung an [16])

Die Streckenverstärkungen  $V_d$  und  $V_q$  entsprechen dem Kehrwert des Strangwiderstands  $R_S$ . Die Zeitkonstanten  $T_d$  und  $T_q$  lauten:

$$T_d = \frac{L_d}{R_S} \quad (2.9)$$

$$T_q = \frac{L_q}{R_S} \quad (2.10)$$

Das Reluktanzmoment wird vernachlässigt.

## 2.2 Zeitdiskretes Modell der PMSM

Da die Reglerimplementierung auf einem abtastenden Digitalrechner erfolgt, empfiehlt sich die Transformation der Regelstrecke in den z-Bereich. Dazu werden im ersten Schritt die Spannungsgleichungen (Gln. 2.1 und

2.2) in die Zustandsraumdarstellung für die Zustandsgrößen  $i_d(t)$  und  $i_q(t)$  überführt<sup>1</sup>.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \frac{di_d(t)}{dt} \\ \frac{di_q(t)}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_d} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & -K_{\text{EMK}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} \\
 &+ \omega_m(t) \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q \cdot p}{L_d} \\ \frac{L_d \cdot p}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Mit

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_d} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_q} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & -K_{\text{EMK}} \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q \cdot p}{L_d} \\ -\frac{L_d \cdot p}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = \mathbf{I} \tag{2.13}$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

folgen die kompakte Zustandsgleichung und die Ausgangsgleichung:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{N} \omega_m \mathbf{x} \tag{2.15}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x}. \tag{2.16}$$

Die Matrix  $\mathbf{N}$  beschreibt die Kreuzkopplungen zwischen den Achsen. Die induzierte Spannung wird über die EMK-Konstante in der Eingangsmatrix  $\mathbf{B}$  berücksichtigt. Die Zustandsgrößen sind gleichzeitig die Ausgangs-

<sup>1</sup>Vergl. zu diesem Abschnitt [39] sowie [71].

größen des Systems. Daher entspricht die Ausgangsmatrix **C** der Einheitsmatrix. Ein Durchgriff existiert nicht (**D** = **0**).

Die mechanische Winkelgeschwindigkeit wird näherungsweise als langsame Systemgröße angenommen:

$$\omega_m(kT) \approx \omega_m(k+1)T \quad (2.17)$$

Die kontinuierliche Systemmatrix **A** und die Verkopplungsmatrix **N** können somit zusammengefasst werden:

$$\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{A} + \mathbf{N} \omega_m \quad (2.18)$$

Das kontinuierliche Modell lässt sich folglich diskretisieren. Dazu werden folgenden Rechenschritte nach exakter z-Transformation angenommen.

$$\mathbf{A}_d = e^{\tilde{\mathbf{A}}T} \quad (2.19)$$

$$\mathbf{B}_d = \int_0^T e^{\tilde{\mathbf{A}}(T-\tau)} d\tau \mathbf{B} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{C}_d = \mathbf{C} = \mathbf{I} \quad (2.21)$$

$$\mathbf{D}_d = \mathbf{D} = \mathbf{0} \quad (2.22)$$

Der Index **d** deutet in diesem Fall auf die Diskretisierung hin. Die Exponentialfunktion wird durch ihre Reihe dargestellt:

$$e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!} = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \dots \quad (2.23)$$

Um den Rechenaufwand zu reduzieren, kann die Reihe nach dem zweiten Glied ( $n = 1$ ) abgebrochen werden. Die diskretisierte Systemmatrix

$\mathbf{A}_d$  und die diskretisierte Eingangsmatrix  $\mathbf{B}_d^2$  ergeben sich nach einigen Rechenschritten und wenigen Vereinfachungen zu:

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{T_d} & \omega_m p T \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_m p T \frac{L_d}{L_q} & 1 - \frac{T}{T_q} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{T}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_q} \end{bmatrix} - K_{EMK} \frac{T}{L_q} \quad (2.25)$$

Für den klassischen Entwurf eines Kompensationsreglers wird die Invertierbarkeit der Eingangsmatrix vorausgesetzt. In diesem Fall ist die Eingangsmatrix nicht quadratisch ( $3 \times 2$ ) und wird daher aufgeteilt. Der erste, quadratische Teil  $\mathbf{B}_{du}$  beschreibt die Wirkung der Eingangsspannungen auf die Ströme, während der zweite Teil  $\mathbf{B}_{d\omega}$  den Einfluss der Drehzahl auf die induzierte Spannung beschreibt.

$$\mathbf{B}_{du} = \begin{bmatrix} \frac{T}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_q} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{d\omega} = \begin{bmatrix} 0 \\ -K_{EMK} \frac{T}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Die Differenzengleichung der Stromregelstrecke lautet somit:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_{du} \mathbf{u}(k) + \mathbf{B}_{d\omega} \omega_m(k). \quad (2.27)$$

Das zugehörige Blockschaltbild ist in Abb. 2.2 dargestellt.

## 2.3 Implementierung der Stromregelung

Die Stromregelung wird üblicherweise mit zwei PI-Reglern in Rotorkoordinaten umgesetzt (Abb. 2.3, [29]). Die induzierte Spannung wird als langsam veränderliche Störgröße aufgefasst und für den Reglerentwurf

---

<sup>2</sup>Die Herleitung ist ausführlich dargestellt in [71] bzw. in [39].

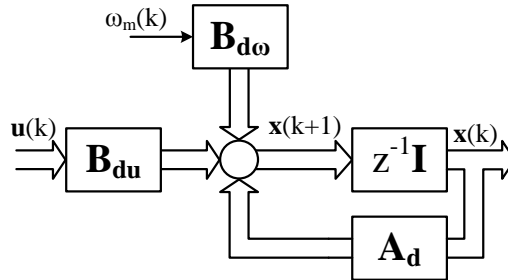


Abb. 2.2: Blockschaltbild der Stromregelstrecke im z-Bereich

und die Reglerauslegung in vielen Applikationen vernachlässigt. Die rotororientierten Spannungssollwerte werden rücktransformiert und mittels der Raumzeigermodulation in pulsweitenmodulierte Schaltersignale für den Umrichter umgesetzt. Die tatsächlich anliegenden Strangspannungen ( $u_{S1}$ ,  $u_{S2}$ ,  $u_{S3}$ ) führen in der PMSM zur Ausbildung von Strangströmen ( $i_{S1}$ ,  $i_{S2}$ ,  $i_{S3}$ ), welche für die Regelung im Symmetriepunkt der PWM abgetastet und in Rotorkoordinaten transformiert werden.

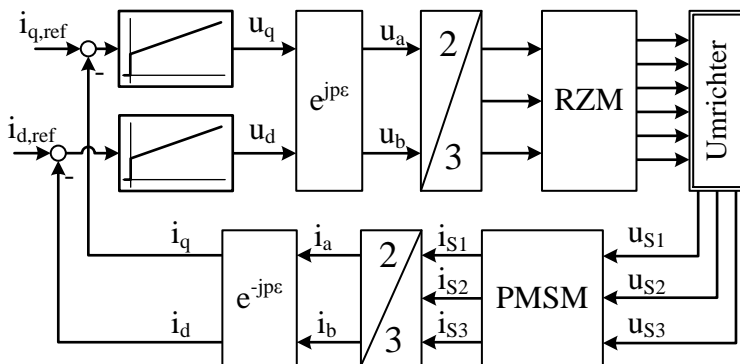


Abb. 2.3: Stromregelung für PMSM

Die Implementierung der Stromregelung erfolgt normalerweise zeit- und wertdiskret in einem Mikrocontroller oder DSP. Die Abtastung übernimmt

ein ADU, üblicherweise als SAR-Umsetzer ausgeführt, mit begrenzter Auflösung (Anzahl an Bits) und Genauigkeit (effektive Auflösung, [56]).

Die Ausführung des Regelgesetzes erfordert auf dem Mikrocontroller eine Rechenzeit. Je nach Komplexität des Algorithmus und Leistungsfähigkeit des Prozessors kann diese stark variieren. Werden die Umsetzungszeit des ADUs und Interruptlatenzen hinzu addiert, werden mehrere Mikrosekunden akkumuliert. Moderne Umrichter mit kleiner bis mittlerer Leistung schalten üblicherweise bei 16 bis 32 kHz, respektive ergeben sich die zugehörigen Abtastzeiten  $T$  zu Werten zwischen 31,25 und 62,5  $\mu\text{s}$ .

Im PWM-Symmetriepunkt erfolgt die Abtastung der Stromistwerte durch den ADU. Dieser benötigt für die Umsetzung und Übertragung der Daten eine feste Umsetzungszeit im Bereich von 0,5 - 3  $\mu\text{s}$ . Daraufhin wird ein Interrupt auf dem Mikrocontroller ausgelöst, welcher nach Ablauf einer Interruptlatenz mit der Umsetzung des Regelgesetzes beginnt. Nach Abschluss der Berechnungen stehen neue PWM-Sollwerte zur Verfügung, die im nächsten Abtastschritt wirksam werden. Folglich resultiert eine effektive Dauer der Umsetzung des Regelgesetzes von einem Abtastschritt. Prinzipbedingt stellt sich der geforderte Strangspannungsmittelwert erst zur Mitte des Abtastschritts ein. Eine Reaktion auf einen Istzustand erfolgt somit erst um 1,5 Abtastschritte verzögert. Die nichtlineare PWM wird somit durch eine Laufzeit von 0,5 Abtastschritten approximiert [41].

Anmerkung: In aktuellen Veröffentlichungen werden  $\Delta\Sigma$ -Umsetzer für Applikationen in der Antriebstechnik empfohlen [20,24,32,52]. In dieser Arbeit werden diese Umsetzer nicht angewandt, da die erforderliche digitale Filterung des Umsetzer-Ausgangssignals mit signifikanter Laufzeit einhergeht. Diese hat störenden Einfluss auf die Dynamik der Regelung, wie später in Kap. 5 erläutert wird. Eine Kompensation dieser Laufzeit für Führungsanregung kann durch einen



Smith-Prädiktor bzw. einen Strombeobachter erfolgen und ist ausführlich in [24] dargestellt. Die Störunterdrückung wird unter Umständen jedoch erheblich beeinflusst und somit ist für eine hohe Regelgüte eine ebenso hohe Modellgüte erforderlich.

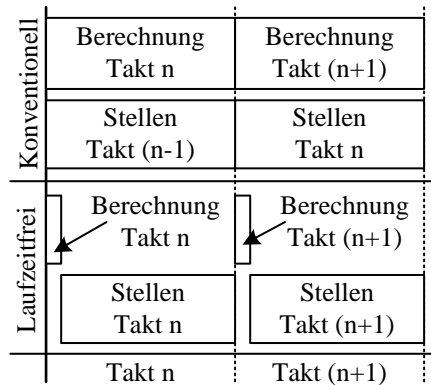


Abb. 2.4: Zeitlicher Ablauf bei konventioneller und laufzeitfreier Stromregelung (Abb. in Anlehnung an [16] bzw. [71])

Erfolgt die Implementierung aller Regelungs- und Peripheriefunktionen in einem programmierbaren Logikbaustein oder ASIC und werden schnelle Flash-ADUs verwendet, so lassen sich viele Laufzeiten reduzieren [16].

Wenn die ADUs mit einem FPGA ausgewertet werden, stehen die Daten sofort im FPGA bereit. Interruptlatenz tritt hier nicht auf, da die Berechnung instantan gestartet wird. Zudem können die Operationen des Regelalgorithmus teilweise parallelisiert in synchroner Logik implementiert werden, was eine Reduktion der Ausführungszeit im konkreten Anwendungsbeispiel der rotororientierten Stromregelung auf ca. 300 ns ermöglicht. Nach Abschluss der Berechnung werden die PWM-Sollwerte gesetzt und im selben Abtastschritt als Spannungsmittelwert wirksam. Es tritt

folglich keine effektive Rechenzeit auf und die Implementierungsvariante wird daher als „laufzeitfrei“ betrachtet.

Der typische Ablauf einer solchen laufzeitfreien Regelung im Vergleich zu einer konventionellen Stromregelung ist in Abb. 2.4 vereinfacht dargestellt. Auftretende Laufzeiten wurden zusammengefasst. Vertikale Linien kennzeichnen den Beginn eines neuen Regeltakts. Während bei konventioneller Implementierung der Stromregelung die Berechnung neuer PWM-Sollwerte einen Abtastschritt in Anspruch nimmt, kann bei laufzeitfreier Implementierung in einem FPGA diese Zeit so weit reduziert werden, dass der Stelleingriff im selben Takt realisiert werden kann. In [16] sind darüber hinaus zwei weitere Rechenstrategien erläutert, die eine Regelung auf beide Symmetriepunkte der PWM umsetzen.

Ein Nachteil der laufzeitfreien Implementierungsvariante ist eine verringerte Maximalaussteuerung der PWM, da das Pulsmuster erst angepasst werden kann, wenn das Ergebnis der Berechnung bereitsteht.

Beispielrechnung: Beträgt die Schaltfrequenz 16 kHz, folglich die Abtastzeit  $T_{Abt} = 62,5 \mu\text{s}$  und die Berechnungszeit des Regelgesetzes  $T_{eval} = 1,5 \mu\text{s}$ , so ergibt sich eine Maximalaussteuerung  $p_{max}$  bezogen auf Vollaussteuerung unter der Annahme einer symmetrischen Aussteuerung und bei Vernachlässigung von Verriegelungszeiten von:

$$p_{max}[\%] = \left(1 - \frac{2 \cdot T_{eval}}{T_{Abt}}\right) \cdot 100 \% = 95,2 \%. \quad (2.28)$$

Im Allgemeinen werden Aussteuergrade dieser Größenordnung jedoch ohnehin vermieden, da die Schaltflanken in diesen Fällen sehr nah an die Symmetriepunkte rücken und somit die Strommessung erheblich beeinflussen<sup>3</sup>. Die resultierenden Bandbreitenvorteile dieser Implementierungsvariante werden in Kapitel 5 ausführlich dargestellt.

---

<sup>3</sup>Vergl. Abschnitt 4.3

### 2.3.1 Auflösung der Achsverkopplungen und Störgrößenaufschaltung

Insbesondere bei dynamischen Stromreglern sind die Kreuzkopplungen der rotororientierten Achsen nicht zu vernachlässigen. Eine Kompensation auf Basis der Sollströme bietet sich an, da diese innerhalb der nächsten Abtastschritte eingeregelt sind. Alternativ werden die aktuellen Ströme verwendet, was eine höhere Rauschleistung in die Spannungen einbringt. Zudem kann die EMK in der q-Achse mithilfe der Drehzahl vorgesteuert werden, was eine bessere Dynamik bei Einschalten der Regelung für eine bereits drehende Maschine ermöglicht.

Eine stationäre Entkopplung der Achsen lässt sich aus den Spannungsgleichungen (Gln. 2.1 und 2.2) durch Nullsetzen der Ableitungen der Ströme ermitteln:

$$u_d = R_S i_d - L_q p \omega_m i_q \quad (2.29)$$

$$u_q = R_S i_q + L_d p \omega_m i_d + K_{\text{emk}} \omega_m \quad (2.30)$$

Die PI-Regler berücksichtigen laut Auslegung nur die Spannungsabfälle über den Strangwiderständen in einem stationären Betriebspunkt. Die Integralanteile der Regler enthalten alle weiteren Spannungsanteile. Daher kann nach den prinzipiellen Reglerausgängen (Exponent \*) umgestellt werden.

$$u_d^* = R_S i_d = u_d + L_q p \omega_m i_q \quad (2.31)$$

$$u_q^* = R_S i_q = u_q - L_d p \omega_m i_d - K_{\text{emk}} \omega_m \quad (2.32)$$

Zur stationären Entkopplung der Achsen müssen folglich die Terme

$$u_{d,k} = -L_q p \omega_m i_q \quad (2.33)$$

auf  $u_d^*$  bzw.

$$u_{q,k} = L_d p \omega_m i_d + K_{emk} \omega_m \quad (2.34)$$

auf  $u_q^*$  vorgesteuert werden. Zudem wird gleichzeitig der Einfluss der induzierten Spannung durch Störgrößenaufschaltung eliminiert.

### 2.3.2 Nichtlinearität des Umrichters

Der Umrichter ist in Abb. 2.3 als nichtlineares Übertragungsglied dargestellt, da der Zusammenhang zwischen Aussteuergrad und effektiver Umrichterausgangsspannung nichtlinear und u. a. abhängig vom Phasenstrom, der Temperatur und der Fertigungstoleranz ist. Ursächlich ist die erforderliche Umladung der Gatekapazität und der Einfluss der Schalterschutzzeit sowie ohmsche Verluste und die Diodenflussspannung [16, 40, 42]. Folglich entstehen Verluste wirksamer Spannungszeitfläche, die vom Laststrom in der Phase abhängen. Sie werden allg. als Fehlspannungen bezeichnet. Ein beispielhafter Verlauf einer gemessenen Fehlspannungskennlinie ist in Abb. 2.5 dargestellt. Die Fehlspannungsbestimmung erfolgt durch eine Offline-Identifikation, während die Kompensation im Betrieb durch Vorsteuerung auf die Phasenspannungen unter Berücksichtigung des Sollphasenstroms realisiert wird<sup>4</sup>.

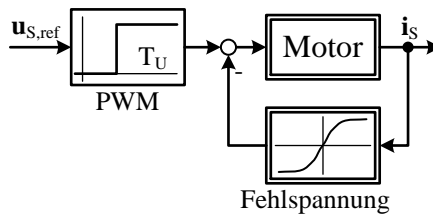


Abb. 2.6: Effektives Übertragungsverhalten des Umrichters am Motor

<sup>4</sup>Vergl. ausführhl. [16] bzw. [40].

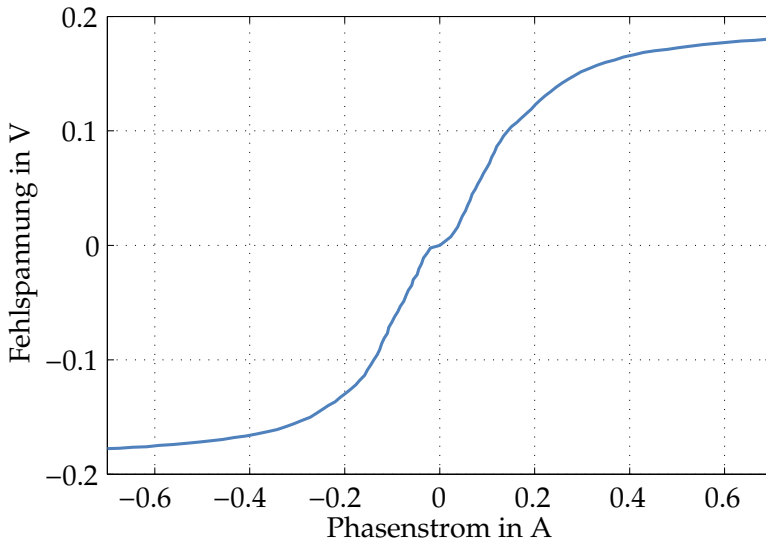


Abb. 2.5: Identifizierte Fehlspannungskennlinie

Das Übertragungsverhalten des Umrichters mit Motor ist in Abb. 2.6 als Reihenschaltung aus Laufzeit ( $T_U = 0,5 \cdot T_{\text{PWM}}$ ) und Kennlinie angenommen worden. In der Darstellung ist das für die PWM obligatorische Halteglied für die Strangspannungssollwerte ( $u_{\text{S,ref}}$ ) vernachlässigt worden, da es üblicherweise bereits im Regler berücksichtigt wird.

### 2.3.3 Auslegung des Stromreglers bei konventioneller Implementierung

Der konventionellen Reglerauslegung liegt ein angenähertes zeitkontinuierliches Modell von Motor und Umrichter zugrunde. Die Motorwicklung wird als  $PT_1$  modelliert.

$$G_S(s) = \frac{V_S}{T_S s + 1} \quad (2.35)$$

Induzierte Spannung und Kreuzkopplungen werden vernachlässigt oder später durch stationäre Vorsteuerung eliminiert. Der Umrichter mit PWM wird als Laufzeit modelliert, was sich für die Reglerauslegung als ungünstig erweist, da Methoden der linearen Regelungstechnik nicht anwendbar sind.

Der Regler bringt bei konventioneller Implementierung die Rechenzeit als zusätzliche Laufzeit in den Regelkreis ein. Daher werden Rechenzeit und PWM-Laufzeit zu einer Summenlaufzeit  $T_L$  zusammengefasst und durch ein Ersatz- $PT_1$  ersetzt, wodurch eine Reglerauslegung anhand der Ersatzzeitkonstanten möglich ist [47, S. 162]. Bei dieser Reglerauslegung wird die Zeitkonstante der Wicklung mit dem Vorhalt des PI-Reglers kompensiert. Die Reglerverstärkung wird anhand der Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises durch Koeffizientenvergleich mit der Normalform eines  $PT_2$  bei Vorgabe der Dämpfung ermittelt. Diese wird meistens zu  $D = \frac{1}{\sqrt{2}}$  als Kompromiss zwischen Einschwingdauer und Überschwingsweite gewählt.

Als Ergebnis sind die Verstärkung  $V_R$  und die Zeitkonstante ( $T_R = T_S$ ) des zeitkontinuierlichen PI-Reglers bekannt. Abschließend wird dieser

mithilfe der Tustin-Formel diskretisiert [47]. Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises lautet folglich [16]:

$$G_{\text{gd}}(z) = \frac{V_{\text{R}} V_{\text{S}}}{z^2 - z + V_{\text{R}} V_{\text{S}}} \quad (2.36)$$

Mit

$$V_{\text{R}} = \frac{-D^2 - 1 + D\sqrt{D^2 + 3}}{(D^2 - 1) V_{\text{S}}} \Big|_{D=1/\sqrt{2}} \quad (2.37)$$

$$= \frac{0,3542}{V_{\text{S}}} \quad (2.38)$$

folgt:

$$G_{\text{gd}}(z) = \frac{0,3542}{z^2 - z + 0,3542} \quad (2.39)$$

Bei dieser Reglerauslegung ergibt sich eine Grenzfrequenz  $f_{\text{c}}$  des geschlossenen Regelkreises in Abhängigkeit des Regeltakts [16] von

$$f_{\text{c}} = \frac{0,145}{T} \quad (2.40)$$

mit

$$|G(j 2 \pi f_{\text{c}})| = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (2.41)$$

Die Ersatzzeitkonstante des geschlossenen Regelkreises  $T_{\text{ei}}$  kann durch Koeffizientenvergleich [16] ermittelt werden.

$$T_{\text{ei}} = \frac{T}{V_{\text{R}} V_{\text{S}}}. \quad (2.42)$$

In Abb. 2.7 ist das Bode-Diagramm des zeitkontinuierlichen, geschlossenen Stromregelkreises  $G_{\text{g}}$  und des Ersatz-PT<sub>1</sub> ( $G_{\text{e}}$ ) für eine Abtastfre-

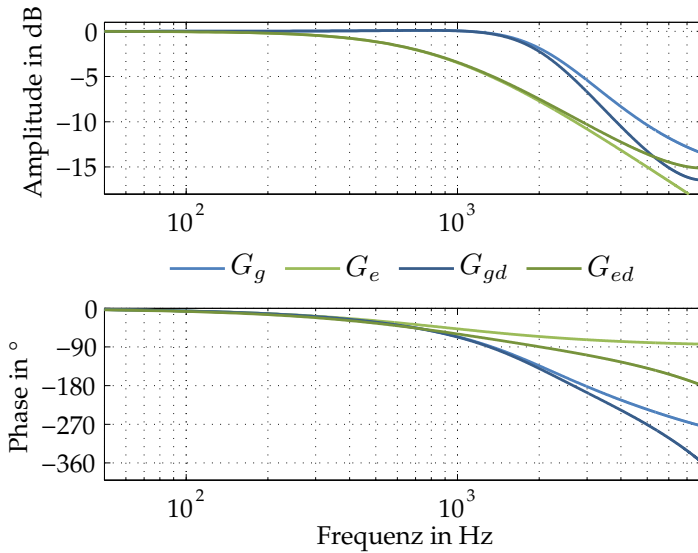


Abb. 2.7: Bode-Diagramm des geschlossenen Regelkreises und des Ersatz-PT<sub>1</sub> (kontinuierlich und diskretisiert)

quenz  $f = 1/T = 16 \text{ kHz}$  dargestellt. Zusätzlich sind die Betrags- und Phasenverläufe des diskretisierten geschlossenen Stromregelkreises  $G_{gd}$  und des diskretisierten Ersatz-PT<sub>1</sub>  $G_{ed}$  (Untersumme) eingezeichnet worden (Index d).

Die Diskretisierung hat lediglich einen geringen Einfluss auf das Übertragungsverhalten des Ersatz-PT<sub>1</sub>. Betrag und Phase verlaufen zunächst für beide Übertragungsfunktionen identisch. Bei höheren Frequenzen fallen sowohl der Betrags- als auch Phasenverlauf der diskretisierten Übertragungsfunktion stärker ab.

Die Betrags- und Phasenverläufe für die echten Übertragungsfunktionen des Stromregelkreises ( $G_{gd}$  und  $G_g$ ) zeigen ein ähnliches Verhalten mit ebenfalls früherem Betrags- bzw. Phasenabfall aufgrund der Diskretisie-



rung. Letztendlich sind die Unterschiede zwischen den Ersatzübertragungsfunktionen und den echten Übertragungsfunktionen zu groß für eine korrekte Abbildung bei hohen Frequenzen. Diese Unterschiede werden noch deutlicher bei der Betrachtung der Sprungantworten (Abb. 2.8).

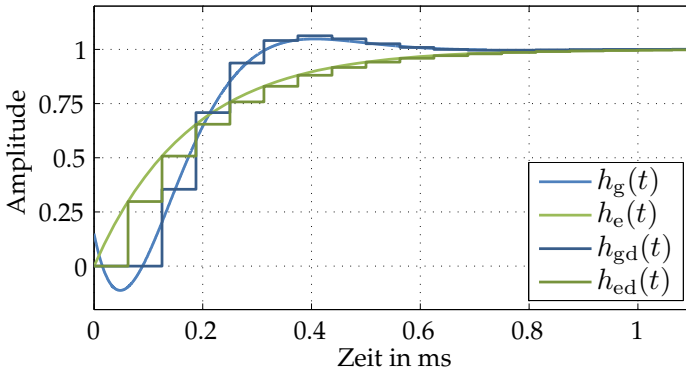


Abb. 2.8: Simulierte Sprungantworten des geschlossenen Regelkreises und des Ersatz-PT<sub>1</sub> (kontinuierlich und diskretisiert)

Die Sprungantwort des diskretisierten Stromregelkreises zeigt die erwarteten Verzögerung um zwei Abtastschritte. Das zeitkontinuierliche Übertragungsverhalten approximiert dieses Verzögerungsverhalten durch eine Nullstelle, woraus das allpasshaltige Verhalten resultiert. Die Sprungantworten der Ersatzstrecken nähern sich stationär genau dem Endwert an.

Für eine gute Abbildung des Hochfrequenzverhaltens muss auf die Näherung des Stromregelkreises durch ein Ersatz-PT<sub>1</sub> verzichtet werden. Auch die Betrachtung der kontinuierlichen Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises  $G_g$  darf insgesamt infrage gestellt werden, da die Regelung in der Realität zeitdiskret umgesetzt wird und letztendlich die beste Abbildung der Dynamik darstellt.

Erfolgt die Implementierung laufzeitfrei, können die Reglerparameter der PI-Regler alternativ anhand einer zeitdiskreten Reglerauslegung bestimmt werden. Die Übertragungsfunktion des zeitdiskreten PI-Reglers  $G_{PI}(z)$  lautet:

$$G_{PI}(z) = V_{PI} \left( 1 + \frac{T_{Abt}}{T_I} \cdot \frac{z}{z-1} \right) = \frac{z - \frac{T_I}{T_I+T}}{\frac{T_I(z-1)}{V_{PI}(T_I+T)}} \quad (2.43)$$

Der lineare Teil der Stromregelstrecke am Beispiel der d-Achse  $G_{Sd}(z)$  kann aus Glg. 2.27 bestimmt werden. Dazu werden die Kreuzkopplungsterme  $\mathbf{A}_{d,12} = \mathbf{A}_{d,21} = 0$  vernachlässigt:

$$G_{Sd}(z) = \frac{\mathbf{B}_{du,11}}{z - \mathbf{A}_{d,11}} = \frac{\frac{T}{L_d}}{z - \left(1 - \frac{T}{T_d}\right)} \quad (2.44)$$

Für die q-Achse wird zusätzlich der Einfluss der EMK vernachlässigt. Wie auch bei der kontinuierlichen Reglerauslegung wird die Zeitkonstante der Wicklung durch den Vorhalt des PI-Reglers kompensiert.

$$T_I = T_d - T \quad (2.45)$$

$$\Rightarrow G_k(z) = \frac{\frac{T}{L_d} V_{PI} (T_I + T)}{T_I(z-1)} \quad (2.46)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow G_g(z) &= \frac{G_k(z)}{1 + G_k(z)} \\ &= \frac{\frac{T}{L_d} V_{PI} (T_I + T)}{T_I(z-1) + \frac{T}{L_d} V_{PI} (T_I + T)} \end{aligned} \quad (2.47)$$

Die resultierende Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises hat die Ordnung 1. Folglich kann die Verstärkung des PI-Reglers so gewählt werden, dass gilt:

$$G_g(z) \stackrel{!}{=} z^{-1} \quad (2.48)$$

$$\Rightarrow 1 \stackrel{!}{=} \frac{T}{L_d T_I} V_{PI} (T_I + T) \quad (2.49)$$

$$\Rightarrow 0 \stackrel{!}{=} -T_I + \frac{T}{L_d} V_{PI} (T_I + T) \quad (2.50)$$

Aus Glg. 2.49 folgt<sup>5</sup>:

$$V_{PI} = \frac{L_d}{T} - R_S \quad (2.51)$$

Die Parameter können analog für den Querstromregler berechnet werden.

Prinzipiell ist durch diese Reglerauslegung *Dead-Beat*-Verhalten [47] gewährleistet. Jedoch wurden Kreuzkopplungen und induzierte Spannung vernachlässigt, welche einen erheblichen Einfluss auf die Dynamik des System haben. Durch stationäre Entkopplung, sowie Störgrößenaufschaltung lässt sich das Verhalten verbessern. Die nächste Weiterentwicklung ist daher der direkte Entwurf eines Kompensationsreglers mit inhärenter Vorsteuerung der Störgrößen und Kreuzkopplungsterme.

## 2.4 Kompensationsreglerentwurf

Grundgedanke beim Entwurf eines Kompensationsreglers ist die Vorgabe des Übertragungsverhaltens des geschlossenen Regelkreises. Dazu kompensiert der Regler das Streckenverhalten. In Abbildung 2.9 ist die erforderliche Regelungsstruktur für das diskretisierte Motormodell abgebildet. Die Laufzeit von einem Abtastschritt auf der Stellgröße (gestrichelte Umrandung) repräsentiert die Rechenlaufzeit des Reglers. Sie entfällt bei Implementierung der laufzeitfreien Stromregelung und soll daher zunächst nicht weiter betrachtet werden.

---

<sup>5</sup>Ausführliche Rechnung in [71]

Für den Regler muss folglich gelten<sup>6</sup>:

$$\mathbf{u}(z) = \mathbf{B}_{\text{du}}^{-1} (\mathbf{y}(z) - \mathbf{B}_{\text{d}\omega} \omega_{\text{m}}(z)) \quad (2.52)$$

$$\mathbf{y}(z) = \mathbf{K} \mathbf{e}(z) = \mathbf{K} (\mathbf{x}_{\text{ref}}(z) - \mathbf{x}(z)) \quad (2.53)$$

Somit folgt für den Zustandsvektor:

$$\mathbf{x}(z)z = \mathbf{A}_{\text{d}} \mathbf{x}(z) + \mathbf{B}_{\text{du}} \mathbf{B}_{\text{du}}^{-1} (\mathbf{y}(z) - \mathbf{B}_{\text{d}\omega} \omega_{\text{m}}(z)) + \mathbf{B}_{\text{d}\omega} \omega_{\text{m}}(z) \quad (2.54)$$

$$= \mathbf{A}_{\text{d}} \mathbf{x}(z) + \mathbf{y}(z) \quad (2.55)$$

$$= \mathbf{A}_{\text{d}} \mathbf{x}(z) + \mathbf{K} (\mathbf{x}_{\text{ref}}(z) - \mathbf{x}(z)) \quad (2.56)$$

Nach Umsortieren der Gleichung folgt:

$$[z \mathbf{I} - \mathbf{A}_{\text{d}} + \mathbf{K}] \mathbf{x}(z) = \mathbf{K} \mathbf{x}_{\text{ref}}(z) \quad (2.57)$$

Aus dieser Gleichung lässt sich die Übertragungsmatrix des geschlossenen Regelkreises  $\mathbf{G}_{\text{g}}(z)$  ableiten:

$$\mathbf{G}_{\text{g}}(z) = \frac{\mathbf{x}(z)}{\mathbf{x}_{\text{ref}}(z)} = [z \mathbf{I} - \mathbf{A}_{\text{d}} + \mathbf{K}]^{-1} \mathbf{K} \quad (2.58)$$

Für die konventionelle Implementierungsvariante der Stromregelung ergibt sich ein leicht verändertes Übertragungsverhalten  $\mathbf{G}_{\text{g,DSP}}$ :

$$\mathbf{G}_{\text{g,DSP}}(z) = z^{-1} [z \mathbf{I} - \mathbf{A}_{\text{d}} + \mathbf{K}(z)]^{-1} \mathbf{K}(z) \quad (2.59)$$

An dieser Stelle wird wiederum der Unterschied zwischen den beiden vorgestellten Implementierungsvarianten deutlich. Während  $\mathbf{G}_{\text{g}}(z)$  die

---

<sup>6</sup>Vergl. zu diesem Abschnitt [71, S. 20 ff.]

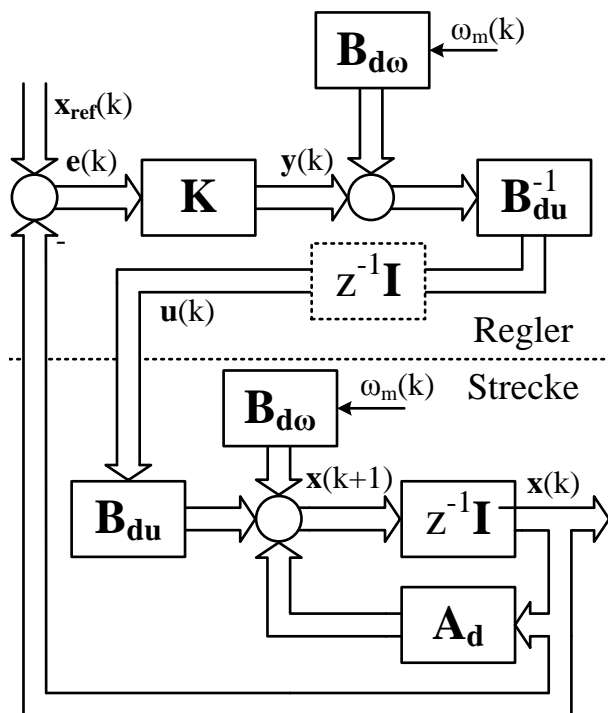


Abb. 2.9: Zeitdiskreter Kompensationsregler an Streckenmodell

Ordnung 1 hat, hat  $\mathbf{G}_{g,DSP}(z)$  die Ordnung 2. Das gewünschte Übertragungsverhalten bei lauffzeitfreier Stromregelung kann daher als

$$\mathbf{G}_g(z) := z^{-1} \mathbf{I} = \begin{bmatrix} z^{-1} & 0 \\ 0 & z^{-1} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

angesetzt werden. Einsetzen von Glg. 2.60 in Glg. 2.58 und Umstellen nach  $\mathbf{K}$  ergibt:

$$\mathbf{K}(z) = \frac{\mathbf{I} - z^{-1} \mathbf{A}_d}{1 - z^{-1}} \quad (2.61)$$

Die Berechnungsvorschrift für  $\mathbf{y}(z)$  lässt sich durch Einsetzen von  $\mathbf{K}$  in Glg. 2.53 bestimmen:

$$\mathbf{y}(z) = \frac{\mathbf{I} - z^{-1} \mathbf{A}_d}{1 - z^{-1}} \mathbf{e}(z) \quad (2.62)$$

$$\mathbf{y}(z) - \mathbf{y}(z) z^{-1} = \mathbf{e}(z) - \mathbf{A}_d \mathbf{e}(z) z^{-1} \quad (2.63)$$

$$\mathbf{y}(z) = \mathbf{e}(z) - \mathbf{A}_d \mathbf{e}(z) z^{-1} + \mathbf{y}(z) z^{-1} \quad (2.64)$$

Die Invertierung der Eingangsmatrix  $\mathbf{B}_{du}$  ergibt:

$$\mathbf{B}_{du} = \begin{bmatrix} \frac{L_d}{T} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{T} \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

Die Berechnungsvorschrift für den Kompensationsregler bei lauffzeitfreier Implementierung lautet somit:

$$\begin{aligned} y_d(z) &= e_d(z) - \left(1 - \frac{T}{T_d}\right) e_d(z) z^{-1} \\ &\quad + p \omega_m(z) T \frac{L_q}{L_d} e_q(z) z^{-1} + y_d(z) z^{-1} \end{aligned} \quad (2.66)$$

$$y_q(z) = e_q(z) - \left(1 - \frac{T}{T_q}\right) e_q(z) z^{-1} + p \omega_m(z) T \frac{L_d}{L_q} e_d(z) z^{-1} + y_q(z) z^{-1} \quad (2.67)$$

$$u_d(z) = \frac{L_d}{T} y_d(z) \quad (2.68)$$

$$u_q(z) = \frac{L_q}{T} y_q(z) + k_{\text{EMK}} \omega_m(z) \quad (2.69)$$

Für die konventionelle Implementierung kann ebenfalls ein Kompensationsregler mit Übertragungsverhalten

$$\mathbf{G}_{g,\text{DSP DB}}(z) := z^{-2} \mathbf{I} = \begin{bmatrix} z^{-2} & 0 \\ 0 & z^{-2} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

entworfen werden. Die Reglerauslegung ist in [39] nachzuvollziehen. Die Berechnungsvorschrift lautet analog zur laufzeitfreien Implementierung:

$$y_d(z) = e_d(z) - \left(1 - \frac{T}{T_d}\right) e_d(z) z^{-1} + p \omega_m(z) T \frac{L_q}{L_d} e_q(z) z^{-1} + y_d(z) z^{-2} \quad (2.71)$$

$$y_q(z) = e_q(z) - \left(1 - \frac{T}{T_q}\right) e_q(z) z^{-1} + p \omega_m(z) T \frac{L_d}{L_q} e_d(z) z^{-1} + y_q(z) z^{-2} \quad (2.72)$$

$$u_d(z) = \frac{L_d}{T} y_d(z) \quad (2.73)$$

$$u_q(z) = \frac{L_q}{T} y_q(z) + k_{\text{EMK}} \omega_m(z) \quad (2.74)$$

Die Verzögerung um einen Abtastschritt lässt sich hier bei den Zwischengrößen  $y_d$  bzw.  $y_q$  wiederfinden. Das Blockschaltbild des Kompensationsreglers bei laufzeitfreier Implementierung ist in Abb. 2.10 dargestellt.

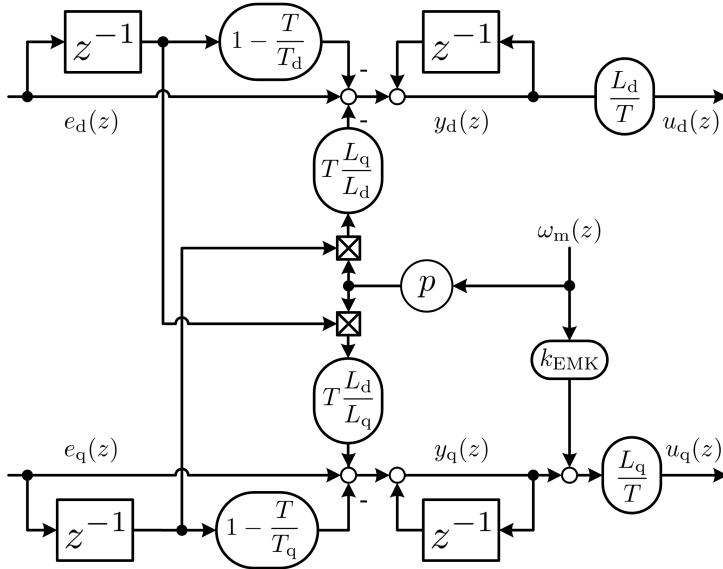


Abb. 2.10: Kompensationsregler bei laufzeitfreier Implementierung

Für weitere Untersuchungen stehen vier verschiedene Stromreglervarianten zur Verfügung. Bei laufzeitfreier Implementierung kann sowohl ein einfacher PI-Stromregler als auch ein Kompensationsregler angewendet werden. Beide Varianten wurden auch laufzeitbehaftet implementiert. Eine Bewertung des Kleinsignalverhaltens der unterschiedlichen Regler erfolgt in Abs. 5.1.2.

## 2.5 Spannungsbegrenzung

Da die Stellgrößenreserve insbesondere bei höheren Drehzahlen aufgrund der EMK stark begrenzt ist, sollte eine umfassende Optimierung der Spannungsbegrenzungsstrategie erfolgen. Die verfügbare modulierbare Spannung orientiert sich an der Zwischenkreisspannung und Restriktionen



aufgrund von Schalterschutzzeiten oder Rechenzeiten (siehe Abschnitt 2.3). Insbesondere dynamische Stromänderungen erfordern häufig hohe Spannungen - trotz der vergleichsweise niedrigen Induktivitäten aktueller Servomotoren. Steht nicht genügend Spannung zur Verfügung, muss ein Spannungsbegrenzungsalgorithmus entscheiden, wie die verfügbare Spannung auf die rotororientierten Achsen aufgeteilt wird.

In der Praxis wird häufig die Spannungsbegrenzungsstrategie für PMSM nach [39] angewendet. Basis des Algorithmus ist die Priorisierung einer der beiden Achsen im aktuellen Betriebspunkt. Anhand der stationären Gleichungen wird der Sachverhalt verdeutlicht. Bei hohen Drehzahlen sind die ohmschen Spannungsabfälle vernachlässigbar klein gegenüber dem Spannungsbedarf, der durch Kreuzkopplungen und induzierte Spannung hervorgerufen wird.

$$u_d(t) \approx -L_q p \omega_m(t) i_q(t) \quad (2.75)$$

$$u_q(t) \approx +L_d p \omega_m(t) i_d(t) + K_{emk} \omega_m(t) \quad (2.76)$$

Befindet sich die Maschine in einem motorischen Betriebspunkt, sind die Vorzeichen von  $\omega_m$  und  $i_q$  gleich.  $u_d$  ist negativ, während  $u_q$  das gleiche Vorzeichen wie  $i_q$  hat. Eine Priorisierung der Achsen ist für diesen Betriebsfall folglich nicht erforderlich, da eine Reduktion einer Komponente immer eine Reduktion des Gesamtspannungsbedarfs zur Folge hätte. Im konkreten Beispiel an der Spannungsgrenze führt eine Priorisierung der d-Achse dazu, dass  $i_d$  korrekt eingeregelt wird,  $i_q$  aber reduziert wird. Eine Priorisierung der q-Achse ermöglicht in diesem Punkt zunächst die korrekte Einstellung von  $i_q$ . Aufgrund der Spannungsbegrenzung in der d-Achse bildet sich jedoch ein negativer feldverdrängender d-Strom aus, der reduzierend auf den Gesamtspannungsbedarf wirkt.

Im generatorischen Betriebsfall ändern sich diese Beziehungen.  $u_d(t)$  ist hier größer als Null bzw.  $u_d$  und  $i_d$  haben unterschiedliche Vorzeichen.

Gleiches gilt für Spannung und Strom in der q-Achse. Eine Reduktion von  $u_q$ , würde zu einem ungewollten Ansteigen von  $i_q$  führen. Daher sollte die q-Achse im generatorischen Betriebsfall die Priorität erhalten. Somit empfiehlt es sich für alle Betriebspunkte zunächst den Spannungsbedarf der q-Achse zu decken.

Im zweiten Schritt der Spannungsbegrenzung muss nun entschieden werden, wie die verfügbare Spannung  $u_{S,\max}$  aufgeteilt wird. Der priorisierten q-Achse wird 95 % der verfügbaren Spannung gewährt und somit verbleibt für die d-Achse der geometrische Rest  $u_{d,\lim}(t)$ .

$$u_{d,\lim} = \sqrt{u_{S,\max}^2 - (0,95 \cdot u_{S,\max})^2} = 0,312 \cdot u_{S,\max} \quad (2.77)$$

Wird in der d-Achse weniger Spannung benötigt, lässt sich diese auch in der q-Achse nutzen. Ist hingegen nur in der d-Achse ein zu hoher Spannungsbedarf, wird dieser in Abhängigkeit der benötigten Querspannung gewährt.

Der Kompensationsregler hat keinen isolierten Integralanteil. Daher erfolgt nach der Begrenzung eine Rückrechnung, so dass die gespeicherten Größen entsprechend der begrenzten Reglerausgänge reduziert werden. Die Rückrechnungsstrategie für die laufzeitfreie Implementierung ist in [71, S. 26ff] dargestellt, während in [39, S. 180ff] die Rückrechnungsstrategie bei konventioneller Implementierung des Kompensationsreglers erläutert wird.

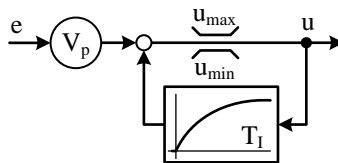


Abb. 2.11: PI-Regler mit TAW (umgeformte Darstellung, [1])

### Anti-Windup

Für die Integratoren in allen genutzten Reglern (insbesondere Strom- und Drehzahlregler) gilt es grundsätzlich, den Integrator-*Windup*-Effekt zu vermeiden. Dieser tritt auf, wenn bei aktiver Ausgangsbegrenzung der Integrator des Reglers weiter integriert. Beim Verlassen der Begrenzung muss im Anschluss lange abintegriert werden, was unter Umständen zu Grenzzyklen oder Instabilität führen kann. In der Praxis werden zur Unterdrückung des Effekts meistens *Anti-Windup*-Strukturen mit geringem Implementierungsaufwand<sup>7</sup> eingesetzt. Im Rahmen dieser Arbeit wurden PI-Regler mit *Tracking Anti-Windup* (TAW) [1] verwendet, so dass der *Windup*-Effekt wirksam unterdrückt wird.

In Abb. 2.11 ist ein derartiger PI-Regler mit TAW dargestellt. Der Ausgang wird dabei über ein  $PT_1$  auf die Begrenzung positiv zurück gekoppelt, was im unbegrenzten Fall einem Integrator gleich kommt. Bei Begrenzung wird nicht weiter integriert und so der *Windup*-Effekt unterdrückt.

---

<sup>7</sup>zu Anti-Windup Strukturen siehe [57], [18] oder [1] z. B. *Conditional Integration*: Integrator wird in der Begrenzung festgehalten oder *Limited Integration*: Integrator wird auf einen festen Wert begrenzt

### 3 Positions- und Drehzahlregelung

Positions- und Drehzahlregelung bilden in hochdynamischen Antrieben die höheren Regelungsfunktionen für Freiraumbewegungen. Im Kontakt wird meistens eine Kraft- oder Impedanzregelung genutzt [51]. Nach [38] und [16] hat die Dynamik der Stromregelung großen Einfluss auf die Dynamik der höheren Regelungsfunktionen. Dynamikvorteile können allerdings nur genutzt werden, wenn eine nahezu optimale Zustandsgrößen-erfassung der mechanischen Strecke gegeben ist. Wenn diese nur unzureichend erfolgt, bspw. durch einen Lagegeber mit niedriger Genauigkeit oder bei komplexer Mechanik und Lastcharakteristik, ist in den meisten Fällen ein stabiler Betrieb mit theoretisch bestimmten Reglerparametern nicht möglich. Die Dämpfung des Drehzahlreglers muss folglich erhöht werden [49].

Werden höchste Ansprüche an Dynamik und Genauigkeit gestellt, muss zunächst die Frage nach dem optimalen Positionssensor beantwortet werden. Zur Auswahl standen bislang Resolver, Inkrementalgeber oder optische Sin/Cos-Geber. Letztere werden bei hoher Strichzahl und guter Verarbeitung [10] den höchsten Ansprüchen an die Positionsgenauigkeit gerecht.

Zuletzt sind allerdings auch neuartige Rückführsysteme auf Basis magnetischer Prinzipien auf den Markt für Servoantriebstechnik gekommen. Diese werden sowohl in Applikationen mit hohen Anforderungen an die Genauigkeit [14] als auch in preisgünstigen Anwendungen [3] eingesetzt. Für die gewählte hochdynamische Applikation sind Sin/Cos-Geber ge-

wählt worden. Daher wird im Folgenden nur auf diesen Lagegebertyp eingegangen. Dargestellte Möglichkeiten zur Kompensation systematischer Fehler lassen sich u. U. auf magnetische Systeme übertragen.

Weiterhin ist die genaue Betrachtung der mechanischen Strecke erforderlich. Hier zeigt sich häufig, dass Motoren mit Servokupplungen nur mit endlicher Steifigkeit an die Lastträgheit angebunden werden können. Gleiches gilt für die Anbindung von Lagegebern an den Servomotor. Nicht selten zeigt sich daher das typische Verhalten eines Zwei- oder sogar Dreimassensystems.

### 3.1 Positionserfassung

Für die Lagebestimmung aus den Spursignalen des Sin/Cos-Gebers ist eine Arkustangensfunktion erforderlich, welche meistens durch einen CORDIC-Algorithmus [2] realisiert wird. Überläufe in der bestimmten Feinlage (Position innerhalb einer Periode der Spursignale) werden zur Ermittlung der Groblage (spezifischer Strich auf dem Umfang) genutzt [10, 17]. Alternativ werden die Spursignale separat zur Ermittlung der Groblage über Komparatoren ausgewertet und es erfolgt nur bei Erfassung der Feinlage eine Datenfusion aus Fein- und Groblage, wodurch eine Reduktion der Abtastrate der ADUs ermöglicht wird.

Stehen schnell abtastende AD-Umsetzer und schnelle Algorithmenverarbeitung durch bspw. ein FPGA zur Verfügung, lassen sich vorteilhafte *Oversampling*-Techniken zur Rauschunterdrückung nutzen. In [17] wurde ein *Oversampling*-Verfahren auf Basis gleitender Mittelwertbildung vorgestellt, das auch im Rahmen dieser Arbeit Anwendung findet. Dabei ist zu beachten, dass durch die gleitende Mittelwertbildung das Rauschen in der ermittelten Lage ohne deutlichen Verlust von Störsteifigkeit wirksam reduziert werden konnte [17].

Die Berechnung der Gesamtlage erfolgt dabei nahezu verzögerungsfrei (unter 300 ns) im 100 ns-Raster. Nach Reduktion des Rauschens durch Oversampling verbleiben systematische Fehler auf den Spursignalen. Hauptsächlich treten Offset-, Amplituden- und Phasenfehler auf [6, 10]. Die Auswirkungen dieser systematischen Fehler auf die Feinlage sind in Abb. 3.1 dargestellt.

Optimale Spursignale bilden in Polardarstellung einen Kreis um den Ursprung über einem Strich (Schwarze Kreise)<sup>1</sup>. Durch Offsets in den Spursignalen verschiebt sich der Mittelpunkt des Kreises. Verstärkungsfehler führen zu einer elliptischen Verzerrung des Kreises in den Koordinatenachsen, während Phasenfehler zu einer elliptischen Ausbildung unter 45° zur Abszisse führen.

Die absoluten Fehler in der abgeleiteten Lage fallen je nach Fehlertypus unterschiedlich groß aus. Offsetfehler führen zu einem Winkelfehler, der proportional zu  $\sin(\varepsilon + \varphi)$  mit variablem  $\varphi$  ist. Verstärkungsfehler weisen eine Proportionalität zum  $\sin(2\varepsilon)$  auf, während Phasenfehler proportional zu  $\cos(2\varepsilon)$  sind.

Die Auswirkung auf die Gesamtlage ist gering, jedoch zeigen sich diese Lageabweichungen bei niedrigen Drehzahlen als periodische Störungen auf dem Drehzahlsignal. Durch Verzerrungen der Spursignale wurden in [16] bereits Abweichungen in der Drehzahl von 4,7 % festgestellt.

Durch Ausnutzung der spezifischen Fehlerausprägungen kann auf die Fehlerursache zurückgeschlossen werden. Durch gezielte Frequenz- und Phasenmodulation können stationäre Fehler mit dem in [6] beschriebenen, patentierten Verfahren kompensiert werden. Da diese Fehler aufgrund exzentrischer Aufhängung der Encoderscheibe auch drehzahlabhängig und über der mechanischen Umdrehung variabel auftreten [10], verspricht dieses Verfahren nicht die höchste Güte.

---

<sup>1</sup>Die Feinlage (Position auf einem Strich) ist in diesem Abschnitt durch  $\varepsilon$  gekennzeichnet.

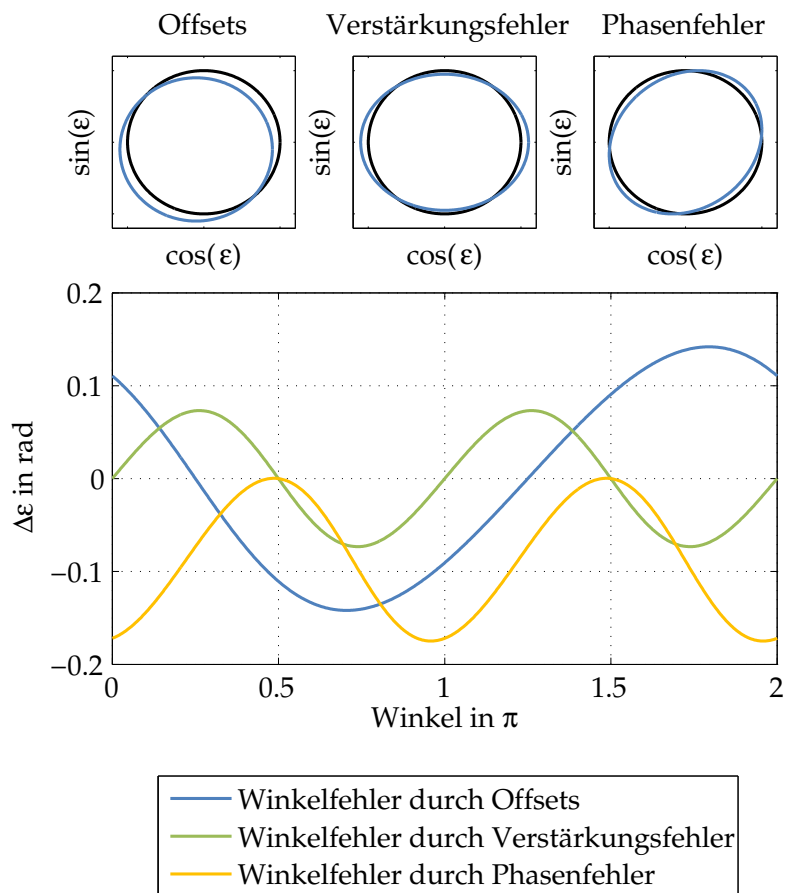


Abb. 3.1: Auswirkungen systematischer Spursignalfehler

Als Alternative zu dem Verfahren aus [6] wurde ein Kompensationsverfahren [25] genutzt, das in der Lage ist bei kleinen Drehzahlen, Offset- und Amplitudenfehler einzelner Striche zu erkennen und zu korrigieren. Eine Erweiterung des Verfahrens zur Korrektur von Phasenfehlern und die Erhöhung der Robustheit sowie der Performance ist derzeit Gegenstand weiterer Arbeiten.

Die Kompensation weiterer systematischer Restabweichungen, welche durch Verzerrungen in den Spursignalen oder durch Linearitätsfehler der ADUs begründet sind, ist nicht trivial und erfordert nach aktuellem Stand der Forschung einen hohen Identifikationsaufwand. Unter anderem ist eine Messung bei möglichst gleichförmiger Drehzahl und eine offline Auswertung sowie eine Vorsteuerung durch eine Tabelle erforderlich [10, 16]. Es bleibt zu beachten, dass die aus den fehlerhaften Spursignalen ermittelte Position nur begrenzt zur Kompensation der Spursignalfehler genutzt werden kann.

Das Verfahren aus [25] nutzt einen Beobachter zur Ermittlung von Amplitudenfehlern und Offsets der Spursignale. Der allgemeine Aufbau des Verfahrens ist in Abb. 3.2 dargestellt.

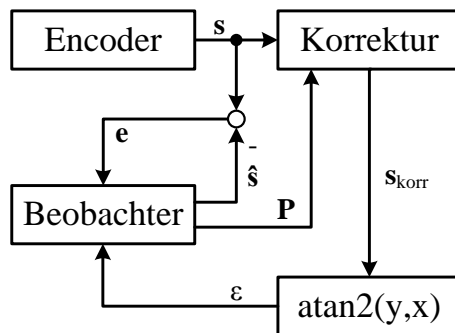


Abb. 3.2: Struktur des Geberfehlerkorrekturverfahrens nach [25]



Die Spursignale  $\mathbf{s}$  des Encoders werden mit beobachteten Spursignalen  $\hat{\mathbf{s}}$  verglichen.

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \end{bmatrix} = \mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{A} \\ \hat{B} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Der Beobachterfehler  $\mathbf{e}$  und die ermittelte Feinlage  $\varepsilon$  werden in den Beobachter zurückgeführt. Dieser ermittelt die Korrekturmatrix  $\mathbf{P}$ , welche sowohl die Offsets der Spursignale als auch die Verstärkungsanpassungen enthält.

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} A_{\text{off}} & B_{\text{off}} \\ A_{\text{gain}} & B_{\text{gain}} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

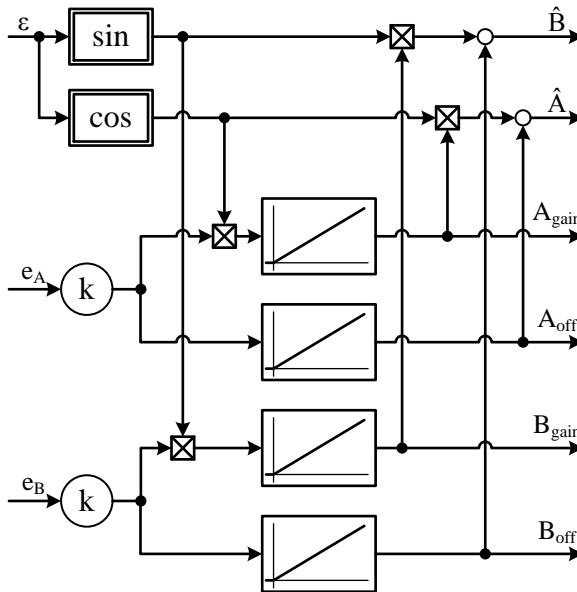


Abb. 3.3: Beobachter des Geberfehlerkorrekturverfahrens nach [25]

Der Beobachter (Abb. 3.3) arbeitet ähnlich wie ein harmonisch aktiviertes neuronales Netzwerk (HANN) [45]. Dazu werden Sinus und Kosinus der ermittelten korrigierten Feinlage  $\varepsilon$  gebildet. Durch einfache Integration der Beobachterfehler werden die Offsets bestimmt.

$$A_{\text{off}} = k \int e_A dt \quad (3.3)$$

$$B_{\text{off}} = k \int e_B dt \quad (3.4)$$

Gewichtete Integrationen dienen der Bestimmung der Verstärkungsanpassungen. Über den Faktor  $k$  kann die Lernverstärkung angepasst werden.

$$A_{\text{gain}} = k \int e_A \cos \varepsilon dt \quad (3.5)$$

$$B_{\text{gain}} = k \int e_B \sin \varepsilon dt \quad (3.6)$$

Die Korrektur (Abb. 3.4) erfolgt anhand der berechneten Offsets und Verstärkungen.

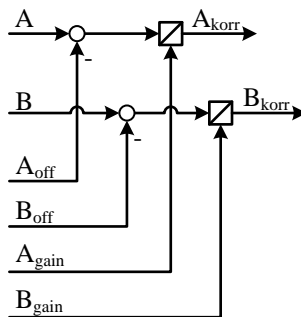


Abb. 3.4: Korrektur der Spursignale des Geberfehlerkorrekturverfahrens nach [25]

Das Verfahren ist als reines Messwertkorrekturverfahren nicht auf eine feste Abtastrate oder eine bestimmte Anzahl von Abtastwerten pro Periode angewiesen.

Zur Korrektur von Phasenfehlern sind Koordinatentransformationen erforderlich, die aufgrund begrenzter Ressourcen nicht im FPGA realisiert werden konnten. Daher werden Phasenfehler vernachlässigt. Das Verfahren wird mit einer Zykluszeit von 500 ns ausgeführt. Diese Latenz könnte allerdings durch Optimierung der Berechnung noch reduziert werden.

In Abb. 3.5 sind die ermittelten Offsets (in ADU-Inkrementen) und Amplitudenanpassungen über dem mechanischen Winkel bei verschiedenen Drehzahlen dargestellt. Die Verläufe verdeutlichen die Abhängigkeit des Verfahrens, speziell der Integration, von der Drehzahl. Die Richtungsabhängigkeit der Integration ist in den Signalverläufen in Abb. 3.6 zu erkennen.

Die Verstärkungen weisen die erwartete grundsätzlich sinusförmige Abweichung vom Nominalwert 1 über dem mechanischen Winkel, sowie die erwartete Drehzahlabhängigkeit auf. Die steigende Verstärkung über der Drehzahl ist durch die Limitierung des Verstärkungsbandbreiteprodukts der Operationsverstärkerschaltung begründet. Der sinusförmige Verlauf resultiert bspw. aus einer exzentrischen Aufhängung der Scheibe.

Zusätzlich treten lokale Fehler und starkes Rauschen auf, das insbesondere bei niedrigen Drehzahlen sehr hoch ausfällt. In allen Verläufen ist ein besonders hoher Ausschlag zu sehen, der zudem auch bei baugleichen Gebern an derselben Stelle bezogen auf den Nullimpuls auftrat. Im Offsetverlauf von Spur A ist dieser Ausschlag bei ca.  $\frac{3\pi}{2}$  zu erkennen, für die Spur B ist er leicht nach links verschoben, was darauf schließen lässt, dass die Sensoren mechanisch um diese Verschiebung am Umfang des Encoders versetzt angebracht sind und auf dieselbe Unregelmäßigkeit der Encoderscheibe bzw. der gesamten Anordnung reagieren. In Abb. 3.6 ist zu

erkennen, dass die Verstärkung der jeweils voreilenden Spur, für positive Drehzahlen Spur B und für negative Drehzahlen Spur A, stärker gestört wird, was u. U. auf Phasenfehler zurückzuführen ist.

Anhand der Messergebnisse wurden konstante Werte in Form von Mittelwerten der dargestellten Verläufe zur Korrektur genutzt, da eine weitere Erprobung und Optimierung des Verfahrens nicht im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt worden ist. Eine bessere Kompensation der Fehler kann durch Vorsteuerung über eine Tabelle erreicht werden. Dazu ist bspw. der Mittelwert aus Vorwärts- und Rückwärtsfahrt sowie eine drehzahlabhängige Verstärkungsskalierung zu nutzen. Zudem erscheint eine genauere Untersuchung der Bestimmung der optimalen Lernverstärkung sinnvoll.

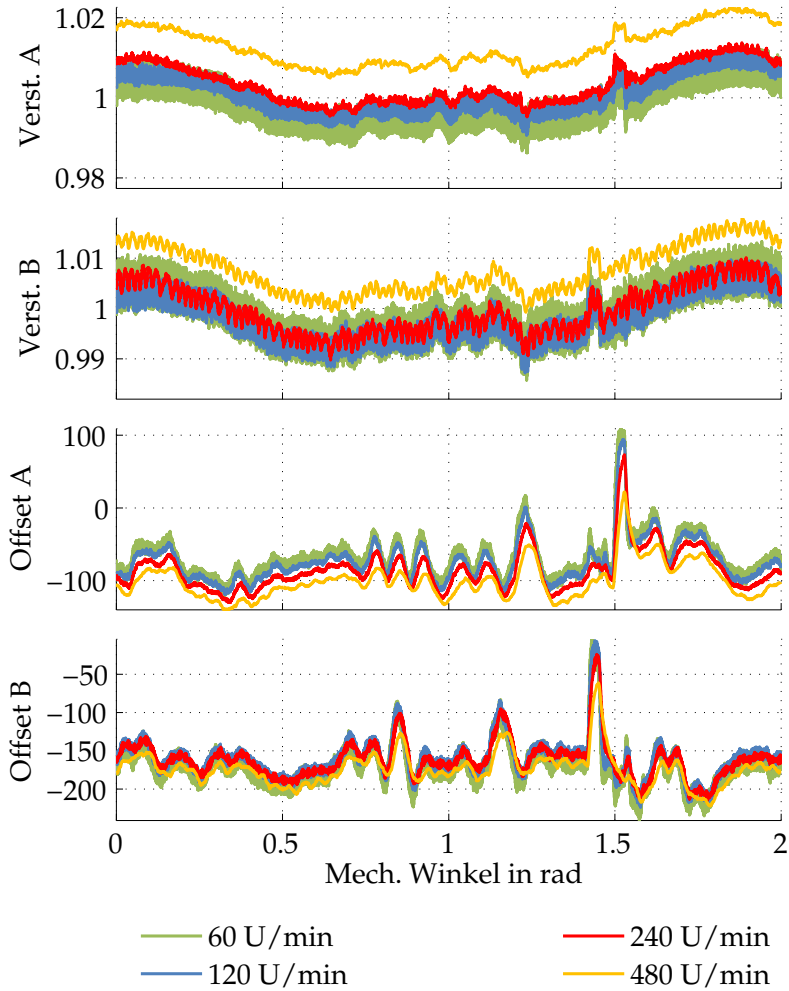


Abb. 3.5: Ermittelte Offsets in ADU-Inkrementen und Amplitudenanpassungen bei Variation der Drehzahl über dem mechanischen Winkel

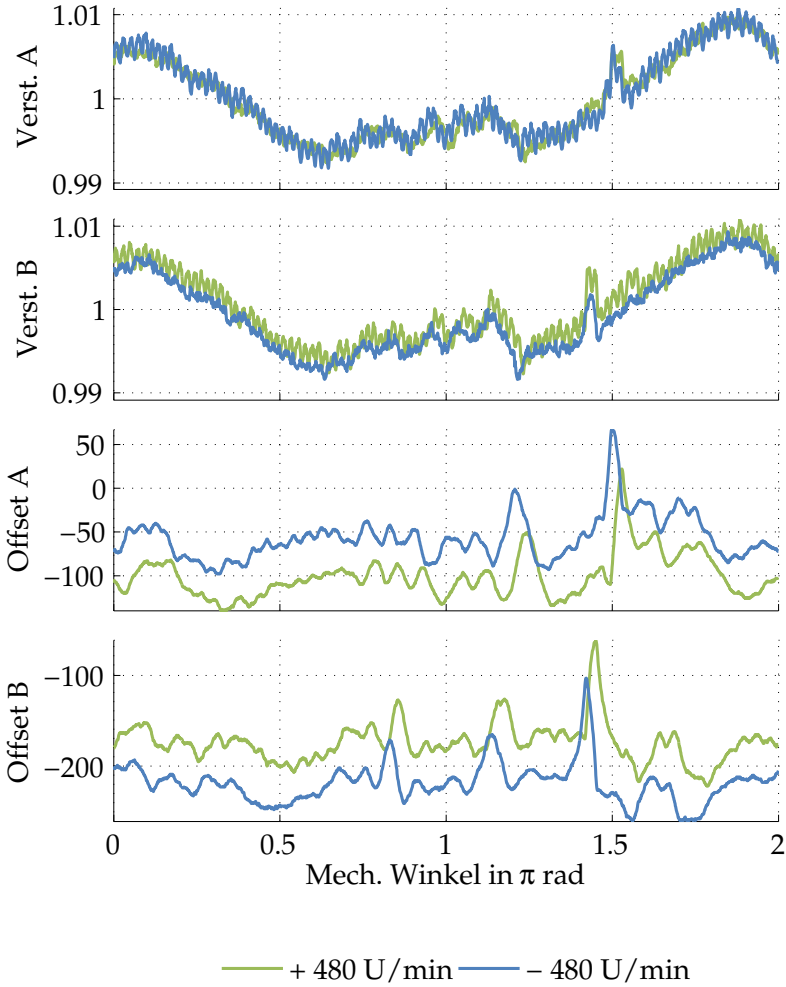


Abb. 3.6: Ermittelte Offsets in ADU-Inkrementen und Amplitudenanpassungen bei Variation der Drehrichtung über dem mechanischen Winkel

### 3.2 Drehzahlerfassung

Die Drehzahl kann durch zeitdiskrete Differentiation der Lage bestimmt werden. Dies ist insofern kritisch, da hierdurch hochfrequente Störungen wie z. B. hochfrequentes Messrauschen verstärkt werden. Daher kommen oftmals Drehzahlfilter bzw. Drehzahlbeobachter zum Einsatz. Ein Überblick zu den vielzähligen, möglichen Drehzahlerfassungsmethoden ist in [4] gegeben. Ein Modell der konventionellen Drehzahlerfassung mit Differenzierer und Drehzahlfilter ist in Abb. 3.7 dargestellt.

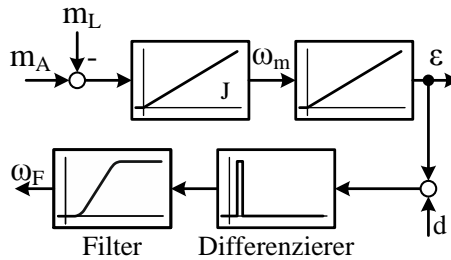


Abb. 3.7: Modell der konventionellen Drehzahlerfassung

Das Messrauschen  $d$  wird in dieser Anordnung mithilfe eines gut gedämpften Filters höherer Ordnung bedämpft. Der einhergehende Phasenverlust reduziert die maximal erreichbare Bandbreite des Drehzahlreglers. Ziel erweiterter regelungstechnischer Maßnahmen ist daher die Drehzahlerfassung mit möglichst geringem Phasenverlust auf Basis von Beobachtern.

Vielversprechende Beobachteransätze auf Basis von Ein- oder Mehrmassensystemen<sup>2</sup> versprechen eine phasenverlustarme Drehzahlerfassung und somit ein verbessertes dynamisches Verhalten. Ausgangspunkt für den Beobachteransatz ist die detaillierte Identifikation der mechanischen

<sup>2</sup>Vergl. [4, S. 122], [16, Kap. 6] und [49]

Strecke. Da in vielen Applikationen Geber, Motor und Last aufgrund der nicht ideal steifen Kupplungen eine mechanische Strecke höherer Ordnung bilden, finden häufig Mehrmassenmodelle Anwendung [61,62]. Einmassenbeobachter ermöglichen das Bedämpfen hoher Frequenzen ohne Phasenverlust und ersetzen zugleich durch Lastmomentschätzung und zugehörige -aufschaltung den Integrator des Drehzahlreglers [7].

Nachweislich zeigt sich das Übertragungsverhalten eines Zweimassensystems, genau genommen sogar ein Übertragungsverhalten höherer Ordnung, auch bei den im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Motoren mit angekoppeltem Geber. Die Dämpfung der Eigenfrequenz im Bereich zwischen 1,8 bis 2,6 kHz fällt jedoch höher aus als in [16, S. 71], was auf eine steifere Kupplung zurückzuführen ist. Die in [16] genannte Encoderresonanz tritt beim hier verwendeten Geber erst bei ca. 6,4 kHz auf.

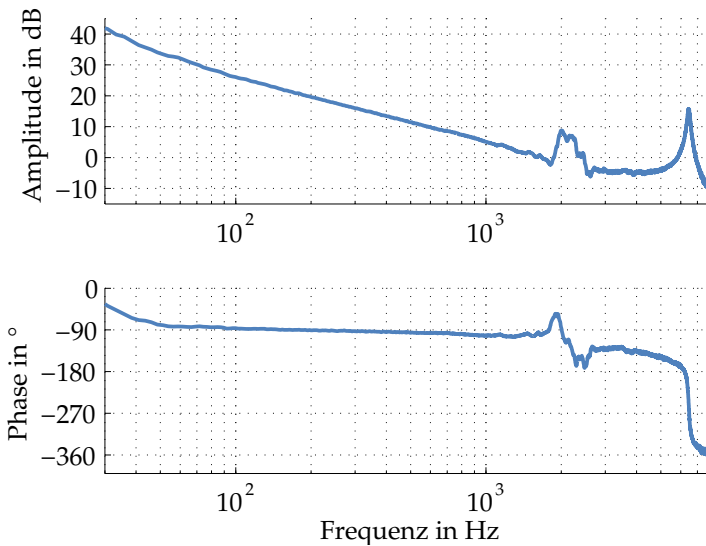


Abb. 3.8: Übertragungsverhalten von Querstrom zu Geschwindigkeit am Motor ohne zusätzliche Trägheit



Eine schwingungsfähige mechanische Strecke kann für die Drehzahlregelung problematisch sein. Dieser Sachverhalt wird daher am Beispiel eines Zweimassensystems verdeutlicht. Das zugehörige mechanische Modell ist in Abb. 3.9 dargestellt.

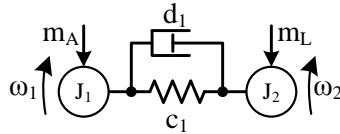


Abb. 3.9: Mech. Modell eines gedämpften Zweimassensystems

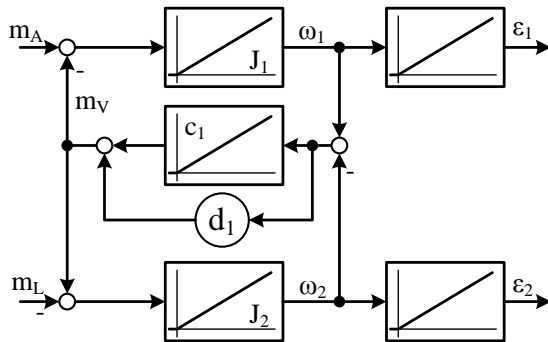


Abb. 3.10: Blockschaltbild eines gedämpften Zweimassensystems

Aus dem Blockschaltbild (Abb. 3.10) wird ersichtlich, dass bei sprunghöfziger Änderung des Antriebsmoments  $m_A$  ein Ausgleichvorgang zwischen den Trägheiten angeregt wird, bis die Winkelgeschwindigkeiten  $\omega_1$  und  $\omega_2$  identisch sind. Das Verspannungsdrehmoment  $m_V$  wird über die Verdrehung der Massen und die Dämpfung erzeugt. Üblicherweise sind Strecken dieser Art konstruktions- bzw. materialbedingt schlecht gedämpft und relativ steif [4].

Das simulierte Übertragungsverhalten des Zweimassensystems ist in Abb. 3.11 für die Ausgänge Antriebsdrehzahl ( $\omega_1$ ) und Lastdrehzahl ( $\omega_2$ ) dargestellt. Die Parameter wurden dabei ähnlich gewählt, wie sie am später erläuterten Versuchsaufbau identifiziert wurden (Vergl. hierzu Abs. 4.6).

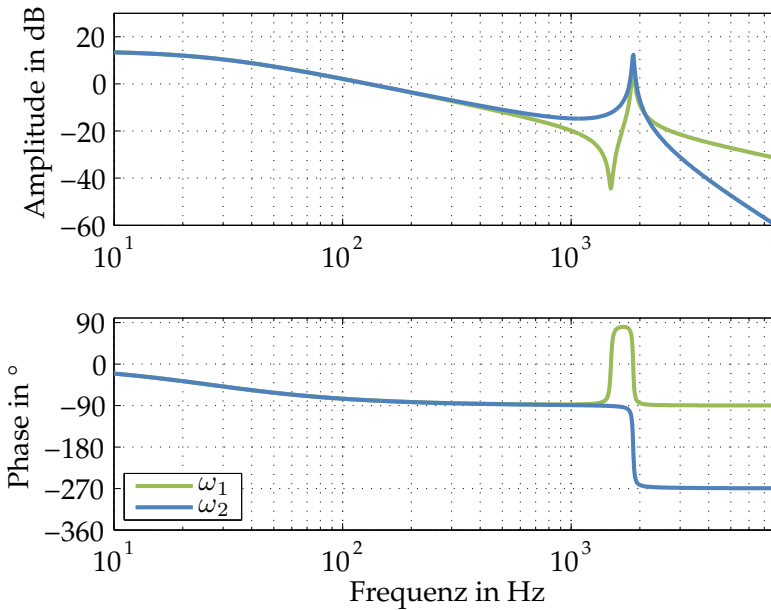


Abb. 3.11: Übertragungsverhalten eines gedämpften Zweimassensystems

Der geschlossene Drehzahlregelkreis wird häufig bei optimaler mechanischer Strecke (einfacher Integrator) analytisch nach dem symmetrischen Optimum auf eine Dämpfung von 1 ausgelegt [29,47]. Dieses Auslegungsverfahren gilt als robust gegenüber Parametervariationen der Strecke [16, 49]. In Abb. 3.12 ist das Übertragungsverhalten des geregelten Zweimassensystems jeweils mit Rückführung der Antriebsdrehzahl (Kennzeich-

nung: „ $\omega_1$ “) und der Lastdrehzahl („ $\omega_2$ “) dargestellt. Zum Vergleich wurde zusätzlich das Übertragungsverhalten eines geschlossenen Drehzahlregelkreises mit einem einfachen Integrator als mechanische Strecke abgebildet. Die durch den Integrator modellierte Trägheit entspricht dabei der Summenträgheit ( $J_1 + J_2$ ) des Zweimassensystems. Der unterlagerte Stromregelkreis wurde in allen Fällen als konventionell angenommen (Vergl. Abs. 2.3.3 bzw. Glg. 2.39).

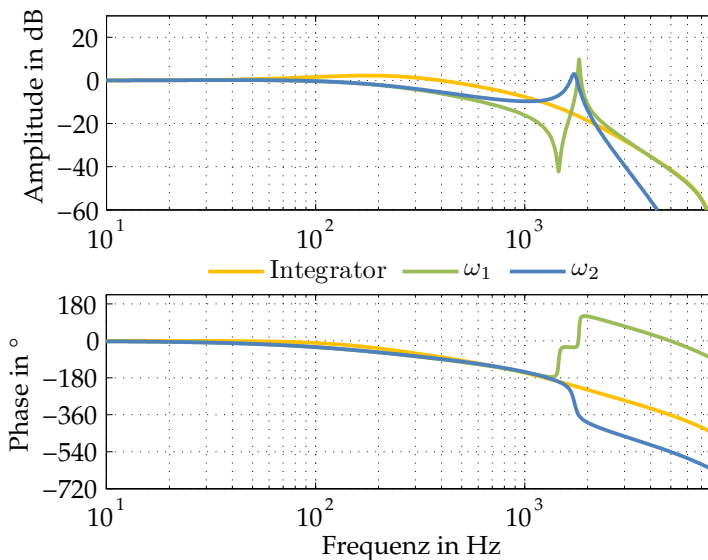


Abb. 3.12: Übertragungsverhalten des geschlossenen Drehzahlregelkreises bei unterschiedlichen Rückführungen

Die Drehzahlregler wurden jeweils nach symmetrischem Optimum auf die Summenträgheit ausgelegt. Während für die Regelung auf die Lastdrehzahl  $\omega_2$  die Dämpfung zu 2 gewählt wurde, ist bei Regelung auf

die Antriebsdrehzahl  $\omega_1$  keine entsprechende Reglerauslegung zu bestimmen, die bei vergleichbarer Dynamik stabil ist.

Anhand der Sprungantworten der drei Systeme, dargestellt in Abb. 3.13, lassen sich die deutlichen Dynamikunterschiede in diesem Beispiel abschätzen. Zudem ist bei Rückführung der Antriebsdrehzahl die Instabilität zu erkennen. Ohne zusätzliche regelungstechnische Hilfsmittel (Drehzahlfilter, Drehzahlbeobachter), ausreichende mechanische Dämpfung oder sehr geringer Dynamik des Drehzahlreglers ist bei dieser Rückführung kein stabiler Betrieb möglich.

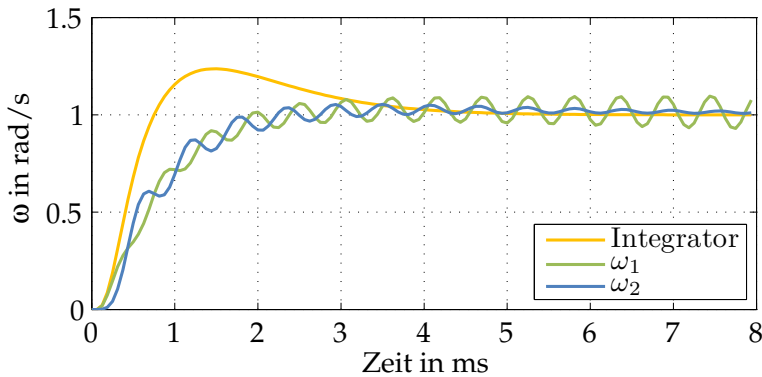


Abb. 3.13: Sprungantworten des geschlossenen Drehzahlregelkreises

Eine aktive Schwingungsunterdrückung ist somit für derartige Systeme vorteilhaft. Dazu ist eine Zustandsrückführung aller Systemzustände auf einen Zustandsregler erforderlich. In der Regel kann aus Kostengründen kein lastseitiges Rückführsystem verbaut werden. Somit muss eine Zustandsrekonstruktion durch einen Beobachter erfolgen. Die Regelgüte hängt somit insbesondere von der Güte der Zustandsgrößenerfassung bzw. -rekonstruktion ab.

In Beiträgen [4,49,53], die sich mit dem Themenkomplex „Regelung eines Zweimassensystems“ beschäftigen, wird gezeigt, dass sogar komplexe Verfahren nur optimales Regelverhalten erreichen, wenn ein hohes Maß an Streckenkenntnis vorliegt. Hierzu gehören die Modellprädiktive Regelung [53,55], die flachheitsbasierte Regelung [53,54] oder *Sliding Mode Control* [11]. Daher wird in dieser Arbeit der Ansatz verfolgt, eine möglichst übersichtliche Regelungsstruktur aufzubauen, welche mithilfe automatischer Identifikationsverfahren zu parametrieren ist.

### 3.3 Zustandsgrößenerfassung durch Beobachter

Basis des Beobachterentwurfs ist eine Beschreibung der abzubildenden Strecke durch ein lineares Zustandsraummodell. Dieses kann entweder durch physikalische Modellbildung oder durch *Grey-* oder *Black-Box*-Identifikation gewonnen werden. In der Regel ist die physikalische Modellbildung nicht möglich, da viele Parameter nicht durch Abmessen oder Wiegen bestimmt werden können und die Maschine dafür vollständig zerlegt werden müsste.

Die Identifikation der Strecke erfolgt über die Messung ihrer Eingangs- und Ausgangsgrößen bei Anregung mit einem geeigneten Testsignal. Am Beispiel der Drehzahlregelstrecke stellt das aktuelle Motordrehmoment (bzw. vereinfacht der Motorquerstrom  $i_q$  bei linearem Drehmomentzusammenhang) und die Motordrehzahl  $\omega$  oder der Motorwinkel  $\varepsilon$  das Ausgangssignal dar. Das System wird mit einem möglichst breitbandigen Testsignal angeregt. Gute Ergebnisse wurden dabei im Rahmen dieser Arbeit mit einem PRBS-Signal (Ordnung: 20) erzielt [22].

Zur Identifikation wurden die Werte über eine lange Messdauer (in dieser Arbeit: 100.000 Messpunkte) aufgezeichnet und *offline* ausgewertet. Mithilfe der MATLAB-Funktion *tfestimate* kann nun Betrag und Phase der

Übertragungsfunktion aller Frequenzen des Anregungssignals bestimmt werden, um daraus ein Bode-Diagramm abzuleiten [33]. Bei einer *Grey-Box*-Identifikation ist die Modellstruktur der zu identifizierenden Strecke bekannt oder kann aus dem Bode-Diagramm abgeleitet werden. Die Modellparameter können analytisch (Optimierungsalgorithmus, [4]) oder manuell abgeglichen werden, bis die gewünschte Modellgüte erreicht ist. Für den Abgleich werden charakteristische Frequenzen betrachtet. Hierzu gehören die Durchtrittsfrequenz sowie Resonanz- und Antiresonanzfrequenzen. Für das Zweimassensystem ergeben sich analytische Lösungen für drei Modellparameter ( $J_1$ ,  $J_2$ , und  $c_1$ ). Die Dämpfung  $d_1$  kann i. d. R. empirisch oder durch einen Optimierungsalgorithmus bestimmt werden, um eine möglichst hohe Modellgüte zu erreichen. Andere Möglichkeiten bestehen in der Identifikation klassischer Reibmodelle [65].

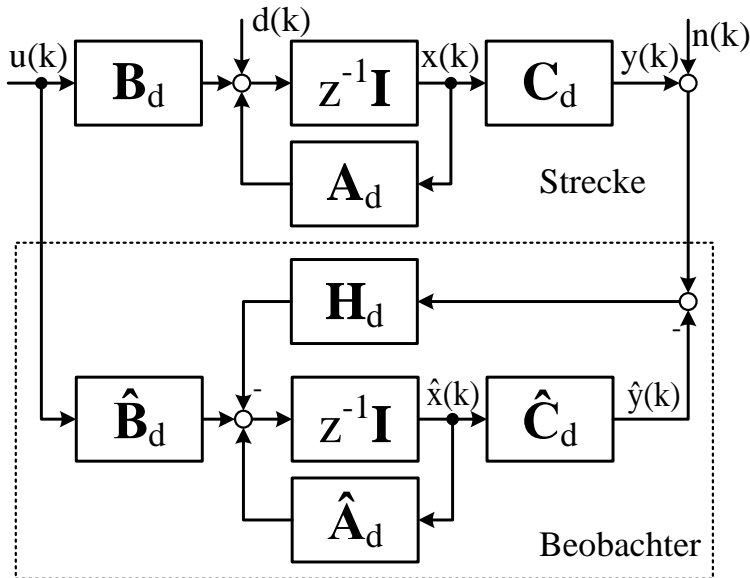


Abb. 3.14: Zeitdiskrete Strecke mit zeitdiskretem Beobachter

Die klassische Darstellung eines zeitdiskreten Systems in Zustandsraumdarstellung mit zeitdiskretem Beobachter (Abb. 3.14) verdeutlicht die anschließende Beobachterausslegung, welche zunächst im Zeitkontinuierlichen vorgenommen wird. Nach der Auslegung wird das Zustandsraummodell des Beobachters diskretisiert. Die Pole von  $\mathbf{A-HC}$  können bei gegebener Beobachtbarkeit frei gewählt werden [31]. Üblicherweise werden die Pole der Systemmatrix  $\mathbf{A}$  verwendet und in der komplexen Ebene nach links verschoben, damit der Beobachtungsfehler schneller abklingt als die Eigenbewegung des Systems [31].

Im konkreten Fall eines Drehzahlbeobachters für ein Dreimassensystem wurde empirisch festgestellt, dass der Beobachtungsfehler schneller abklingt, wenn die Pole von  $\mathbf{A-HC}$  in der Nähe der Pole der Systemmatrix  $\mathbf{A}$  liegen und die vorhandenen komplex-konjugierten Polpaare der Strecke nur (leicht) gedämpft werden [4, S. 59]. Pole auf der reellen Achse wurden weiter nach links verschoben.

Der Beobachterfehler wird durch Störungen auf den Messsignalen (z. B. Messrauschen), Prozessrauschen und Modellfehler beeinflusst [36]. In der genutzten Applikation werden Beobachtungsfehler hauptsächlich durch das Lastdrehmoment hervorgerufen, da das Streckenmodell mit hoher Güte identifiziert worden ist und eine rauscharme Messung erfolgt. Dem Lastdrehmoment kann in der Regel keine Eigenbewegung zugeordnet werden und es ist damit häufig nicht beobachtbar. Daher wird es üblicherweise durch Integration des stationären Beobachterfehlers ermittelt und in den Beobachter zurückgeführt [31]. Hiermit sind zumindest niederfrequente Lastmomente gut zu erfassen.

Der Beobachter arbeitet somit häufig nur als Modell der Strecke, während Beobachterfehler nahezu vollständig auf das Lastmoment zurückgeführt werden. Dieser Beobachteransatz ist dann sinnvoll, wenn ein hohes Maß an Streckenkenntnis vorliegt, die Zustandsgrößenmessung re-

lativ rauscharm und verzögerungsfrei erfolgt und das Lastmoment für den Großteil der zu erwartenden Störungen verantwortlich ist. Zusätzlich muss der Beobachter nur „langsam“ auf den Beobachtungsfehler reagieren, damit Beobachterfehler nicht auf die übrigen beobachteten Zustandsgrößen zurückgeführt werden.

Die im Rahmen dieser Arbeit angewandte, vollständige Beobachterstruktur ist in Abb. 3.15 dargestellt.

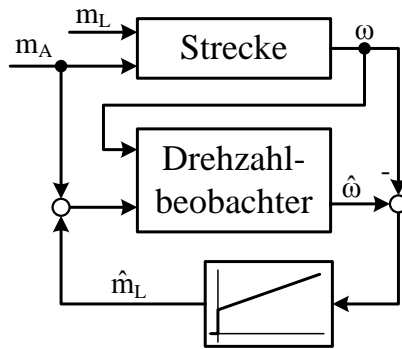


Abb. 3.15: Beobachter mit Lastdrehmomentschätzung

Mit dieser Struktur kann die Lastmomentschätzung separat auf die zu erwartende Dynamik des Lastmoments eingestellt werden. In der Praxis zeigte sich, dass eine empirische Einstellung anhand des *Zustandsgrößen-trackings* (z. B. der Antriebsdrehzahl) schnell umgesetzt werden kann. Die Pole  $\mathbf{p}_{\text{set}}$  von  $\mathbf{H}$  wurden für den Zweimassenbeobachter anhand der Pole  $\mathbf{p}_{\text{ZMS}}$  des Zweimassensystems platziert.

$$p_{\text{set}} = p_{\text{ZMS}} - 500 \quad (3.7)$$



Wie in Kap. 5 dargestellt, kann mithilfe dieser Struktur eine gute Drehzahl-erfassung für Zweimassensysteme gewährleistet werden, die auch zur aktiven Schwingungsunterdrückung genutzt werden kann.

Für Dreimassensysteme ergeben sich deutlich komplexere Herausforderungen, die nach aktuellem Stand der Forschung nicht vollständig gelöst sind. Die Modellparameter des Dreimassensystems können bspw. nicht analytisch aus dem identifizierten Frequenzgang bestimmt werden [4] und das Lastmoment kann an unterschiedlichen Stellen angreifen. In [4] wurde das Lastmoment so modelliert, dass es gleich verteilt an allen drei Massen angreift, während üblicherweise das Lastmoment an der dritten Masse, wie in Abb. 3.16 dargestellt, angesetzt wird.

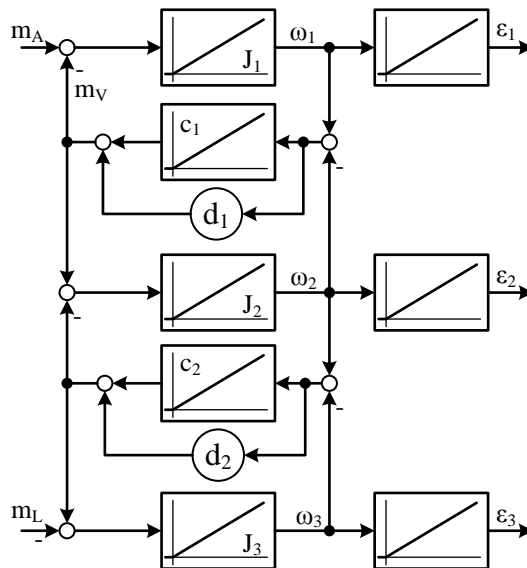


Abb. 3.16: Dreimassensystem

Für das Dreimassensystem wurde die Polvorgabe aus [4] genutzt. Die Pole des Dreimassensystems wurden dazu um  $10^\circ$  um den Ursprung zur imaginären Achse gedreht und zur Polvorgabe genutzt. Ein Pol auf der reellen Achse wurde nach  $s = -5000$  verschoben. Zur Einstellung der Lastmomentschätzung konnten in diesem Fall das applizierte Lastdrehmoment sowie die gemessenen Drehzahlen  $\omega_1$  und  $\omega_3$  genutzt werden.

### 3.4 Drehzahl- und Lagereglerauslegung

Wie im vorangestellten Abschnitt gezeigt, hängt die konkrete Ausführung und Auslegung der Drehzahlregelung in höchstem Maße von der Rückführung ab. Der klassische Ansatz zur Reglerauslegung sieht einen, nach dem symmetrischen Optimum ausgelegten, PI-Drehzahlregler vor. Da diese Variante dem Stand der Technik aufgrund der weiten Verbreitung und hohen Robustheit am nächsten kommt, dient es als Referenzausführung der Reglerauslegung.

Soll ein Mehrmassensystem geregelt werden, ist ein entsprechender Beobachter zu entwerfen, der eine zusätzliche Aufschaltung von beobachteten Zustandsgrößen ermöglicht. Abb. 3.17 zeigt die vorgeschlagene Regelungsstruktur für eine Aufschaltung des geschätzten Verspannungsdrehmoments. Ähnliche Strukturen sind in [53] dargestellt. Alternativ kann für ein Zweimassensystem auch die Differenz aus Last- und Antriebsdrehzahl aufgeschaltet werden (Abb. 3.18).

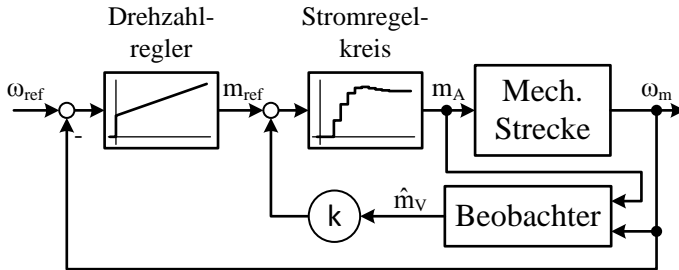


Abb. 3.17: Drehzahlregelung mit Aufschaltung des geschätzten Verspannungsdrehmoments

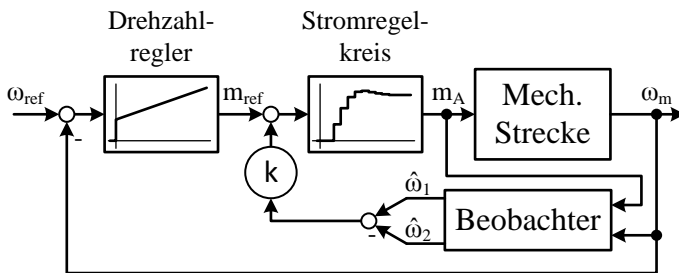


Abb. 3.18: Drehzahlregelung mit Aufschaltung der geschätzten Drehzahl-differenz

Der Lageregler wird üblicherweise als P-Regler ausgeführt [29]. Am Institut für Regelungstechnik wurden in der Vergangenheit auch PTD-Lageregler genutzt [27]. Diese lassen sich bei Streckenkenntnis analytisch auslegen. Die vorhandenen Einstellregeln für bekannte Regelkreise sind allerdings nicht ohne weiteres auf komplizierte Systeme mit schwingungsfähiger Mechanik anwendbar, weshalb in dieser Arbeit darauf verzichtet worden ist.

Die Auslegung des Lagereglers erfolgt empirisch anhand der Sprungantwort. Ziel der Auslegung ist ein aperiodisches Verhalten bei stabilem Betrieb, was insbesondere bei Stellgrößenbeschränkung häufig problematisch erscheint, da die Regelung bei sehr hohen Verstärkungen zu Grenzzyklen neigt [16].

## **4 Referenzsystem für hochdynamische Mehrachsregelung**

Für die in dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen wurde ein Demonstrator aufgebaut, der aus drei Servoantrieben und einer PC-basierten Steuerung besteht. Für die Kommunikation der Umrichter mit der Steuerung wurde ein laufzeitoptimiertes Ethernet-basiertes Übertragungssystem entworfen. Zentrum des Kommunikationssystems ist eine am IfR entwickelte FPGA-basierte PCI-Karte [35]. Der mechanische Aufbau ermöglicht eine aussagekräftige Bewertung der Regelgüte eines redundanten Freiheitsgrades. Das Referenzsystem wurde erstmals in [64] vorgestellt, danach jedoch hauptsächlich in der mechanischen Konstruktion und im Übertragungsverhalten (Einführung von DMA, vgl. Abs. 4.5) überarbeitet.

### **4.1 Servoumrichter**

Für die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Versuche wurde ein Servoumrichter für Mehrachsanwendungen (SIMAC) aufgebaut. Dieser besteht aus einem Leistungsteil mit dreiphasigem Wechselrichter auf MOSFET-Basis sowie einem FPGA-basierten Steuerteil. Der Umrichter kann zur Regelung dreiphasiger Motoren mit Sin/Cos-Geber verwendet werden. Zur Kommunikation mit der Steuerung stehen zwei Ethernet-Schnittstellen (EtherCAT-Hardwarekompatibilität) bereit.

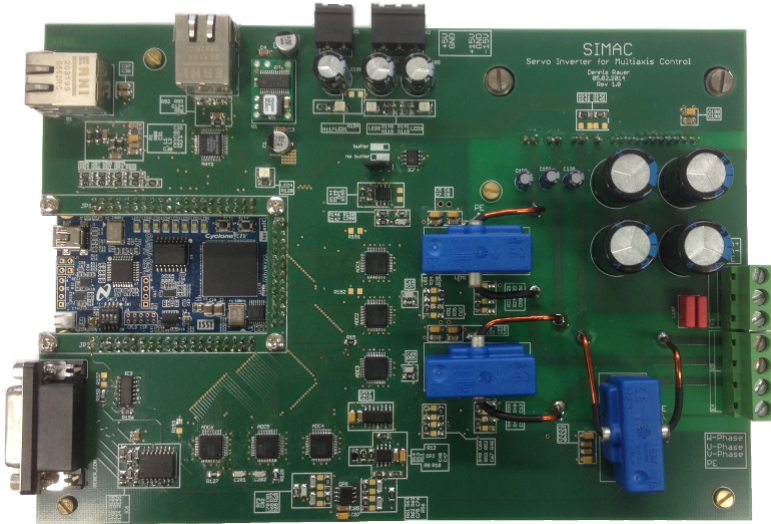


Abb. 4.1: FPGA-basierter Servoumrichter für Mehrachsregelung

Als Wechselrichter wird ein hochintegriertes dreiphasiges Leistungsmodul mit integrierten Gate-Treibern verwendet. Die Strangströme werden über Kompensationsstromwandler erfasst. Zentrale Datenverarbeitungseinheit des Umrichters ist ein FPGA mit 22.320 Logikelementen auf einem Evaluationsboard (Terasic DE0-nano). Zur Kommunikation können zwei Ethernet-Schnittstellen auf Basis von klassischen *Ethernet-Transceivern* (PHYs) genutzt werden, welche über MII (*Media Independent Interface*) an das FPGA angeschlossen sind. Die aufbereiteten Spursignale des Sin/Cos-Gebers, die Strangstromsignale und die Zwischenkreisspannung werden über ADUs (Auflösung: 14 bit) bei einer Abtastrate von 10 MS/s synchron erfasst.

Die Zwischenkreisspannung wird per Labornetzteil vorgegeben und ist als konstant zu betrachten. Sie liegt bei 35 V.

## 4.2 Motor

Als Referenzmotor wurde ein BLDC-Motor eingesetzt. Der für BLDC-Motoren typische trapezförmige Verlauf der EMK über der Lage, konnte bei diesem Motor nicht festgestellt werden. Daher wird der Motor als PMSM betrachtet.

Die Typenschilddaten sind in Tabelle 4.1 abgebildet.

Tabelle 4.1: Typenschilddaten des verwendeten BLDC-Motors

Parameter	Wert	Bezeichnung
$M_N$	0,42 Nm	Nenndrehmoment
$n_N$	4000 U/min	Nenndrehzahl
$U_{ZK,N}$	36 V	Nennzwischenkreisspannung
$I_{ZK,N}$	6,67 A	Nennzwischenkreisstrom
$I_{ZK,max}$	20,5 A	Maximalzwischenkreisstrom
$J$	0,23 kg cm <sup>2</sup>	Massenträgheit des Rotors

## 4.3 Stromerfassung

Der Stromerfassung kommt bei einer dynamischen Stromregelung entscheidende Bedeutung zu [16]. Relevant sind auch hier sowohl die Dynamik als auch die Genauigkeit. Dynamikeinschränkungen erfolgen hauptsächlich durch Tiefpassfilterung in der Signalaufbereitung und Laufzeiten durch langsame AD-Umsetzung. Da schnell abtastende ADUs verwendet wurden und nur ein minimales Anti-Aliasing Filter eingesetzt wurde, sind hier keine Einschränkungen zu erwarten.

Die effektive Auflösung der gemessenen Strangströme und somit die Genauigkeit der Stromerfassung bei vernachlässigbaren Linearitätsfehlern

kann bei stillstehendem Motor und Nullvektor schaltendem Umrichter bestimmt werden (vgl. [16, S. 51 - 54]). Sie beträgt für die verwendeten Umrichter ca. 11,8 Bit bei einem Messbereich von  $\pm 20$  A.

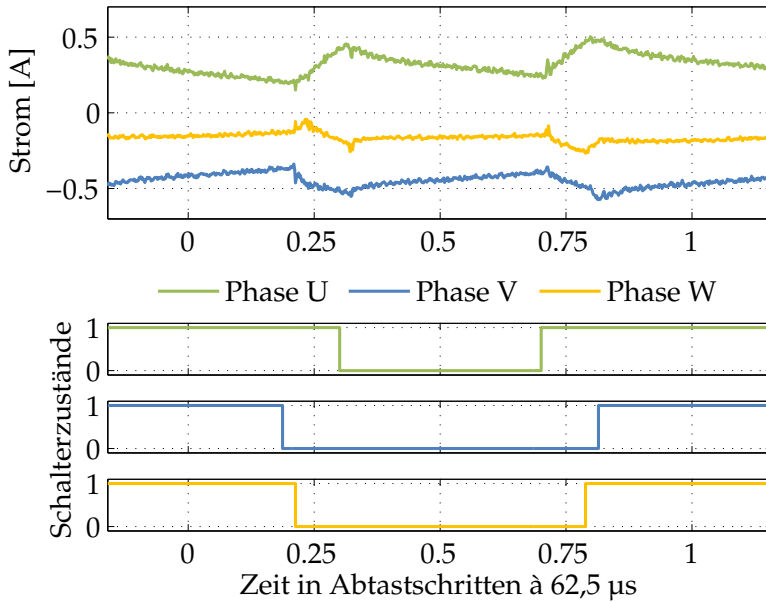


Abb. 4.2: Strangströme und Spursignale über dem PWM-Takt

In Abb. 4.2 sind beispielhaft die Strangströme über dem PWM-Takt dargestellt, wie sie mit der Messelektronik des betrachteten Umrichters im Betrieb erfasst worden sind. In den Phasenstromverläufen sind die Grundschwingung, PWM-Harmonische und leichte Störungen durch Schaltflanken erkennbar. Die in [20] genannten Leitungseffekte sind aufgrund der begrenzten Bandbreite der Messung nicht mehr vollständig nachzuvollziehen. Die durch Schaltflanken verursachten Störungen klingen schnell ab und sind nur für große Aussteuergrade nah an den Symmetriepunkten (Abtastpunkte), um die abtastende Regelung zu beeinflussen. Eine



Begrenzung der Aussteuerung auf 95 % der Vollaussteuerung ermöglicht die Vernachlässigung dieser Störungen. Eine weitere Möglichkeit zur Störunterdrückung besteht durch eine analoge Tiefpassfilterung der Messsignale vor der Abtastung. Diese hätte allerdings eine zusätzliche Verzögerung in der Strommessung zur Folge und wird daher vermieden. Somit wird bei zeitlich korrekter Abtastung im Symmetriepunkt die Messung von den meisten Störungen nicht beeinflusst.

## 4.4 Steuerung

Die zentrale Steuerung ist als Echtzeit-Linux-PC ausgeführt. Als Echtzeit-Erweiterung wird das *Real Time Application Interface* (RTAI) verwendet, das bereits in vorangegangenen Arbeiten erfolgreich die Regelung im PC ermöglicht hat [34]. Die Regelroutine wird in der Interrupt-Service-Routine (ISR) eines PCI-Kartentreibers und somit im *Kernel* des Betriebssystems ausgeführt. RTAI ermöglicht die Nutzung der Fließkommaeinheit des Prozessors (FPU) im Kernel sowie ein schnelles Scheduling der Echtzeit-Tasks und der übrigen Module. Variablen aus der Regelung können über eine Bedienoberfläche verändert, aufgezeichnet und mithilfe eines Online-Oszilloskops dargestellt werden [66]. Der Regeltakt ist parametrierbar und für alle Messungen auf 16 kHz eingestellt worden. Die Interruptauslastung liegt bei dem genutzten PC mit 2,5 GHz und 2 GB RAM bei unter 50 %.

Der PC bietet hohe Kapazitäten an Rechenleistung und Speicher, was insbesondere bei der Regelung mehrerer Achsen aufgrund des hohen Datenaufkommens erforderlich ist.

Der PC dient gleichzeitig dem *Software-Engineering* und dem Ausführen der Regelung. Er kann kostengünstig ausgeführt sein und ist vollständig

mit freier Software ausgestattet. Die Messdatenauswertung mit Programmen wie z. B. MATLAB ist ebenfalls denkbar.

## 4.5 Übertragungssystem

Für den Prüfstand wurde ein *Ethernet*-basiertes Übertragungssystem (IfRNet) entwickelt. IfRNet nutzt bewährte *Ethernet*-Komponenten, wie z. B. *Transceiver*, Buchsen und *Patchkabel*. Die *Transceiver* werden direkt an ein FPGA über MII (Media Independent Interface) angebunden. Den beiden Teilnehmern steht folglich eine 100 Mbit/s Vollduplex-Verbindung zur Verfügung.

IfRNet wird in Tab. 4.2 mithilfe des OSI-Referenzmodells (englisch *Open Systems Interconnection Model*) mit einer klassischen Internet-Verbindung verglichen.

Tabelle 4.2: Vergleich von IfRNet und klassischer Internet-Anwendung

OSI-Schicht	TCP/IP-Schicht	Beispiele	IfRNet
Anwendungen (7)	Anwendungen	HTTP, FTP	I/O-Interface
Darstellung (6)			
Sitzung (5)			
Transport (4)	Transport	TCP, UDP	
Vermittlung (3)	Internet	IP	
Sicherung (2)	Netzzugang	Ethernet	Ethernet
Bitübertragung (1)			

Bei gewöhnlichen TCP/IP-Übertragungen werden Anwendungsdaten (Nutzdaten, Schichten 5 - 7) mit einem Header versehen, der den Transport (Schicht 4) und die Adressierung (Schicht 3) von Sender und Empfänger ermöglicht. Ein Ethernet-Paket hat daher die in Abb. 4.3 dargestellte Struktur.

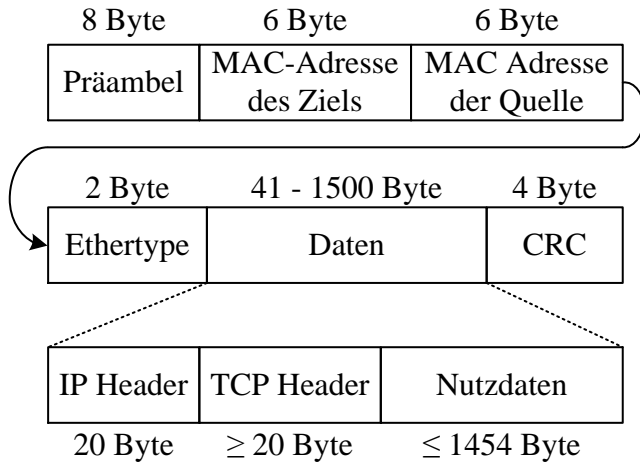


Abb. 4.3: Aufbau eines Ethernet-Pakets bei Datenübertragung mit TCP/IP

Das Paket besteht aus einer Präambel, die hauptsächlich der Synchronisation der *Transceiver* dient, Ziel- und Quelladresse, einem Ethertype, der die Paketart beschreibt sowie den eigentlichen Nutzdaten und einer Prüfsumme (CRC). Die Nutzdaten enthalten zudem die Header für IP und TCP. Bei geringem Nutzdatenbedarf benötigt die reine Datenübertragung des Overheads von 66 Byte bei einer 100 MHz Verbindung bei Vernachlässigung etwaiger zusätzlicher Verzögerungen:

$$T_{O,TCP} = \frac{66 \text{ Byte} \cdot 8 \text{ bit/Byte}}{100 \cdot 10^6 \text{ bit/s}} = 5,28 \mu\text{s}. \quad (4.1)$$

Diese komplexe Art der Datenübertragung ist für weitverzweigte Netzwerke mit einer Vielzahl von Teilnehmern, Gateways und Switches konzipiert. In Echtzeit-Regelsystemen liegt dagegen nur eine begrenzte Anzahl

von Netzwerkknoten und somit von Servoumrichtern vor, die mit hohem Takt geringe Datenmengen hauptsächlich mit einem zentralen Knoten (Steuerung) austauschen müssen.

IfRNet nutzt daher Punkt-zu-Punkt-Verbindungen zwischen Steuerung und Servoumrichtern. Dadurch ist eine Adressierung der Datenpakete und somit die Übertragung eines Headers nicht erforderlich, wenn nach einer kurzen Initialisierungsphase Start und Ziel einer Übertragung grundsätzlich fest und bekannt sind. Die Übertragungszeit des *Overheads* verkürzt sich auf

$$T_{O, \text{IfRNet}} = \frac{12 \text{ Byte} \cdot 8 \text{ bit/Byte}}{100 \cdot 10^6 \text{ bit/s}} = 0,96 \mu\text{s}. \quad (4.2)$$

Nachteil dieser Topologie ist ein höherer gerätetechnischer Aufwand in der Steuerung gegenüber klassischen Feldbus-Systemen wie z. B. EtherCAT, da für jeden anzuschließenden Servoumrichter eine zusätzliche Ethernet-Schnittstelle an den PC angebunden werden muss. Allerdings ist davon auszugehen, dass innerhalb eines Mehrachsregelsystems eine feste Anzahl von Teilnehmern angebunden werden soll. Daher bietet sich die Konzentration der benötigten Ethernet-Schnittstellen auf einer einzelnen Einsteckkarte für den PC an. Für das Referenzsystem wurde daher die in Abb. 4.4 dargestellte FPGA-basierte PCI-Karte aufgebaut.

Die PCI-Karte stellt den zentralen Knoten des Netzwerks dar, in dem alle zu übertragenden Daten verteilt werden. Für das Netzwerk bietet diese Anordnung mehrere Vorteile. Zum einen können alle Teilnehmer auf den Takt der PCI-Karte synchronisiert werden und zum anderen muss der Steuerungs-PC nur eine Hardwarekomponente ansprechen, um Daten auszutauschen.

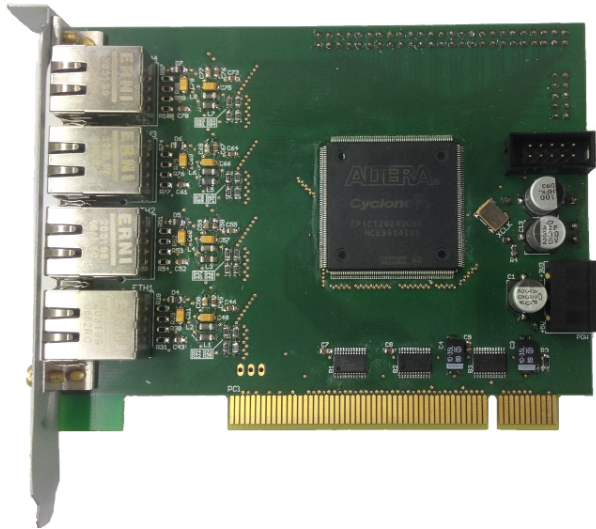


Abb. 4.4: PCI-Karte mit 4 Ethernet-Schnittstellen [35]

Synchronität zwischen PCI-Karte und angeschlossenen Servoumrichtern wird dadurch erreicht, dass die Ethernet-Übertragung vollständig in Hardware und somit deterministisch erfolgt. Daten werden vom FPGA auf den *Transceiver* geschrieben, darauf versandt, vom *Transceiver* auf der Gegenseite empfangen und dem dortigen FPGA zur Verfügung gestellt. Im FPGA tauscht ein einfaches I/O-Interface auf Registerbasis die Daten mit der Regelung auf dem Servoumrichter oder mit dem PCI-Bus des Steuerungs-PCs aus.

Somit ist die Datenübertragungszeit für eine Paketlänge konstant, die Datenübertragung selbst nahezu *jitterfrei* und daher im Bereich eines 40 ns Takts synchronisiert. Da eine Adressierung nicht erforderlich ist, weil Start und Ziel der Transaktion sich nicht identifizieren müssen, entfällt der Protokollheader. Die Nutzdatenrate pro Ethernet-Paket wird deutlich erhöht,

da üblicherweise sehr kleine Nutzdatenmengen in Höhe von ca. 50 Byte und somit kleinere Datenmengen als Paketheader übertragen werden.

Nachteile gegenüber Lösungen des Industriestandards weist IfrNet im höheren gerätetechnischen Aufwand in der Steuerung auf. Das System ist auf relativ teure FPGA-Technik angewiesen und nur für eine stark begrenzte Anzahl von Netzwerkteilnehmern umsetzbar.

Vorteile gegenüber dem Industriestandard zeigen sich in der geringeren Übertragungszeit bei identischer Nutzdatenrate durch Reduktion des *Overheads* und der sehr guten Synchronisation auf den zentralen Netzwerkknoten. Der Softwareaufwand ist aufgrund des geringeren *Protokoll-overheads* geringer und die Verbindung steht schneller bereit, da auf eine Synchronisations- oder Initialisierungsphase, wie sie z. B. bei EtherCAT erforderlich ist, verzichtet werden kann.

In der praktischen Anwendung zeichnet sich das System durch seine äußerst geringen Latenzen aus. In Abb. 4.5 ist der zeitliche Ablauf der Übertragungen und der Regelung als Zeitverlaufsdiagramm dargestellt.

Die PCI-Karte löst zunächst einen *Interrupt Request* (IRQ) auf dem PCI-Bus aus. Der PC nimmt den *Context Switch* zur *Interrupt Service Routine* (ISR) vor und startet die Berechnung neuer Stellgrößen für die Umrichter. Darauf signalisiert der PC der PCI-Karte den Abschluss der Berechnungen sowie die Bereitstellung neuer Stellgrößen im Arbeitsspeicher und verlässt die ISR, worauf die PCI-Karte per DMA den entsprechenden Speicherbereich ausliest. Zu einem fest definierten Zeitpunkt bezogen auf den folgenden IRQ initiiert die PCI-Karte die IfrNet-Übertragungen zu den Servoumrichtern, welche die eintreffenden Daten verarbeiten bzw. ihren Regelalgorithmus umsetzen und eine Übertragung neuer Istwerte der Regelung an die PCI-Karte initiieren.

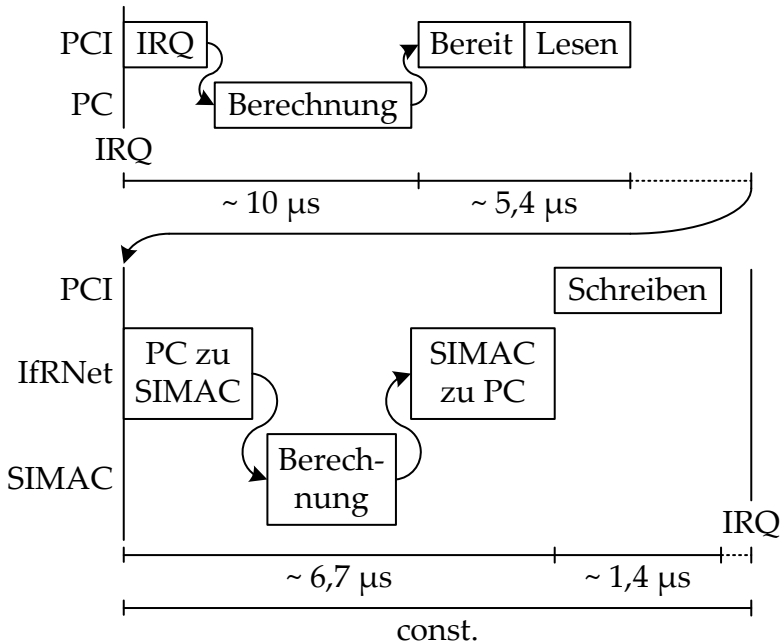


Abb. 4.5: Zeitverlaufsdiagramm der Übertragungen und der Regelung im Mehrachsregelsystem

Wenn alle Pakete bei der PCI-Karte eingetroffen sind, schreibt diese die empfangenen Daten in den Arbeitsspeicher des PCs. Somit ist der Regeltakt optimal ausgenutzt und eine möglichst lange Zeitspanne von ca. 30 - 35 µs (bei einem Regeltakt von 16 kHz entsprechend 62,5 µs) für Berechnungen im PC bereitgestellt.

Mithilfe des Referenzsystems ist es möglich Regelungsstrukturen abzubilden, die zusätzliche Laufzeiten enthalten und andere Abtastzeiten (ganzzahlige Vielfache) nutzen. Laufzeiten werden als Halteglieder oder Schieberegister in Software umgesetzt. Ganzzahlige Vielfache der Abtastzeit werden durch eine Ablaufsteuerung [60] realisiert.

## 4.6 Mechanismus des Demonstrators

Die mechanische Anordnung der Motoren innerhalb des Demonstrators ist in Abb. 4.6 dargestellt.

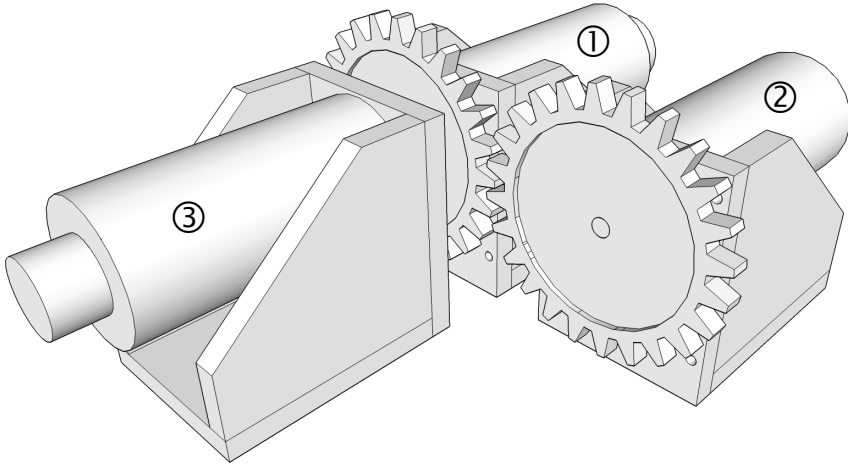


Abb. 4.6: Skizze des Demonstrators

Die Anordnung besteht aus drei Servomotoren, welche durch ①, ② und ③ gekennzeichnet sind. Zwei Antriebe (1 und 2) sind über Zahnräder miteinander verkoppelt. Antrieb 3 dient als Lastmaschine für Antrieb 1 und ist über eine Wellenkupplung mit diesem verbunden. Bei der Ausrichtung der Antriebe wurde eine kleine mechanische Lose (im Mittel über dem Umfang:  $0,01528 \text{ rad} \hat{=} 0,875^\circ$ , min. :  $0,006025 \text{ rad} \hat{=} 0,3452^\circ$ ) eingebracht.

Die Applikation sieht vor, dass die Antriebe 1 und 2 bei einer beliebigen Geschwindigkeit verfahren werden und sich die Zahnräder dabei nicht berühren. Die zu regelnden Freiheitsgrade der Maschine bestehen somit in der Position innerhalb der Lose und der Drehzahl der Anordnung.



Die Lose ist aufgrund der Evolventenverzahnung der verwendeten Zahnräder und deren niedriger Fertigungstoleranz nicht konstant über dem Umfang und weist erhebliche Unstetigkeiten auf (siehe Abb. 4.7).

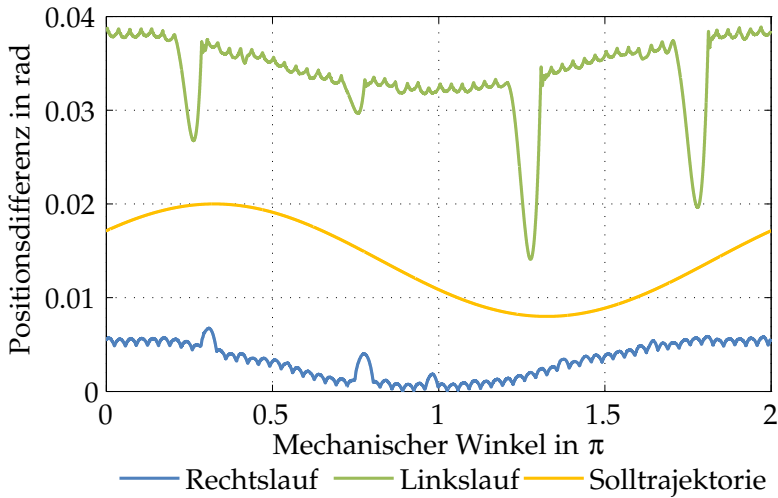


Abb. 4.7: Vermessung der Lose

Die Breite der Lose wird über zwei Messungen bestimmt. Bei der ersten Messung (Rechtslauf) wird Antrieb 1 eine positive Drehzahl vorgegeben, Antrieb 2 hält in Momentenregelung leicht dagegen. In der zweiten Messung wird die Solldrehzahl für Antrieb 1 invertiert (Linkslauf), das Solldrehmoment für Antrieb 2 jedoch nicht, so dass die Zahnflanken auf der anderen Seite anliegen.

Die Messdatenverläufe legen nahe, dass mit einem konstanten Sollwert über dem Umfang nicht verfahren werden sollte. Daher wurde eine Solltrajektorie durch den theoretisch möglichen Fahrschlauch gelegt, welche einer Sinusfunktion mit Offset (0,014 rad), Amplitudenstreckung (0,006 rad) und Phasenverschiebung ( $31,5^\circ$ ) der ersten Oberschwingung ent-

spricht. Diese Funktion wurde gewählt, weil sie das niedrigste Oberschwingungsspektrum enthält und somit für die Regler am einfachsten umzusetzen ist. Die Positionsdifferenz zur Solltrajektorie wird mit  $\varepsilon_\Delta$  bezeichnet.

Um die Reaktion des Systems auf Störungen zu untersuchen, kann Antrieb 3 gezielt Störmomente applizieren. Dazu wird der Antrieb mit dem in Abs. 2.4 beschriebenen Kompensationsregler betrieben. Alle Motoren sind vom gleichen Typ und mit optischen Sin/Cos-Gebern (2048 Striche mit Nullspur) ausgestattet. Für die Rückführung in den Regelungsstrukturen aus Kap. 6 werden lediglich die Gebersignale von Antrieb 1 und 2 genutzt. Der Lagegeber von Antrieb 3 wird ausschließlich zur Kommutterung des Antriebs und zur Verifikation der Beobachterausslegung für Antrieb 1 verwendet.

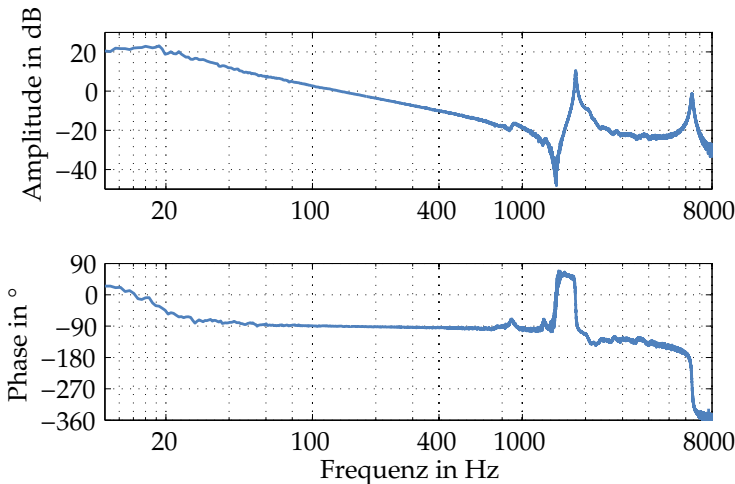


Abb. 4.8: Identifiziertes Übertragungsverhalten der mechanischen Strecke für Antrieb 2 ( $i_q \rightarrow \omega_m$ )

Aufgrund der hohen Massenträgheit des Zahnrads von Antrieb 2, bilden Motor und Zahnrad ein Zweimassensystem (siehe Abb. 4.8). Die mechanische Strecke von Antrieb 1 zeigt sogar das Übertragungsverhalten eines Dreimassensystems (siehe Abb. 4.9).

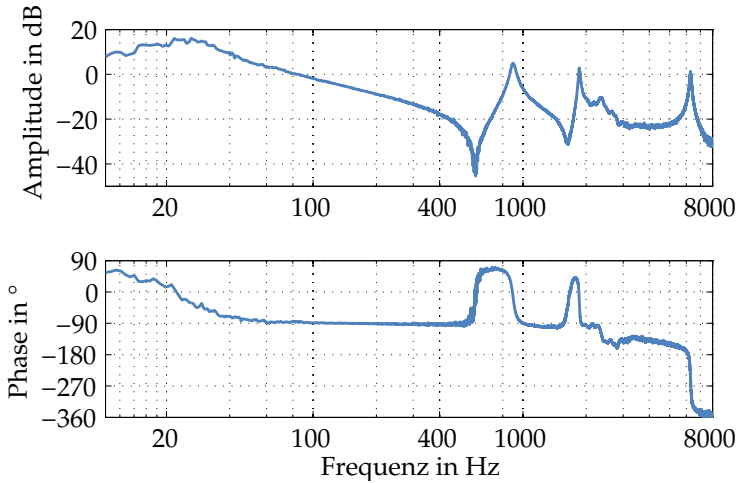


Abb. 4.9: Identifiziertes Übertragungsverhalten der mechanischen Strecke für Antrieb 1 ( $i_q \rightarrow \omega_m$ )

## 5 Bewertung des Einzelantriebs

Eine Bewertung eines elektrischen Einzelantriebs kann auf Grundlage einer Vielzahl von Kriterien erfolgen. Zu diesen gehören quasi-stationäre Kennzahlen, wie z. B. die Eckdrehzahl einer Drehmoment-Drehzahlkennlinie und auch Kennzahlen, die das dynamische Verhalten des Antriebs beschreiben. Während quasi-stationäre Kennzahlen hauptsächlich die Antriebsauslegung beeinflussen, kann durch Anpassung der Reglerstrukturen das dynamische Verhalten der Servoregelung signifikant verbessert werden. Daher bezieht sich dieses Kapitel auf das dynamische Verhalten der geschlossenen Regelkreise innerhalb eines Antriebs. Bewertungsaspekte der Einzelachse werden im Folgenden nach Möglichkeit auf Mehrachsregelungen übertragen.

Aus der Literatur sind die Kriterien Führungsverhalten (Abs. 5.1), Störverhalten (Abs. 5.2) sowie dynamische Störsteifigkeit (Abs. 5.3) bekannt. Diese sollen exemplarisch für Reglerstrukturen unterschiedlicher Abtast- und interner Laufzeiten ausgewertet werden. Je nach Applikation sind u. U. auch andere Kriterien von höherer Wichtigkeit, die eine optimale Quantifizierung der Produktivität ermöglichen. Hierzu gehört für eine Werkzeugmaschine die Bahngenauigkeit einer Referenztrajektorie und die zugehörige Fertigungsqualität eines bearbeiteten Werkstücks.

## 5.1 Führungsverhalten

Das Führungsverhalten eines geschlossenen Regelkreises wird durch seine Führungsübertragungsfunktion beschrieben. Da diese aufgrund empirischer Parametrierung und nicht vollständig bekannter oder nichtlinearer Strecke nicht immer einwandfrei angegeben werden kann, empfiehlt sich eine Identifikation des Übertragungsverhaltens durch Messung. Verfahren zur Frequenzgangsmessung sind vielfältig in der Literatur zu finden. Von hoher praktischer Relevanz sind Verfahren auf Basis von Rauschanregung oder Anregung mit PRBS [22].

Neben der Übertragungsfunktion wird oftmals auch die Sprungantwort des zu untersuchenden Regelkreises zur Bewertung herangezogen. Sie gibt zudem Aufschluss über effektive Laufzeiten im Regelkreis und ist mit geringem Aufwand zu ermitteln.

Allgemein ist zu beachten, dass Aussagen zum Regelverhalten nur für das Kleinsignalverhalten getroffen werden können. Erreicht der Regler im Betrieb die Stellgrößenbegrenzung, kann keine allgemein gültige Aussage zum Regelverhalten getroffen werden. Im Begrenzungsfall ist der Regelkreis aufgetrennt, da Stellgrößenänderungen nur noch entgegen der aktiven Begrenzung durchgesetzt werden können.

Ansätze zur Regelung bei Stellgrößenbegrenzung gehen davon aus, dass sich die Ersatzdynamik des Regelkreises für koordinierende, höhere Regelkreise anpassen lässt. In [59] bzw. [58] ist ein solcher Ansatz für eine Applikation mit zwei Freiheitsgraden vorgestellt worden. Dabei konnte der Endeffektor der vorgegebenen Trajektorie räumlich folgen, wenn eine der beiden Achsen in die Begrenzung ging, indem die zweite Achse entsprechend der Dynamikänderung der ersten Achse ihre Trajektoriengeschwindigkeit reduziert hat.

### 5.1.1 Regelkreisbandbreite

Die Regelkreisbandbreite lässt sich auf unterschiedliche Arten definieren. Üblicherweise ist die Frequenz  $f_{c,A}$  gemeint, bei der der Betrag der Übertragungsfunktion -3 dB erreicht. Diese Frequenz kann allerdings leicht durch Anhebung der Reglerverstärkung verschoben werden. Wirklich entscheidend ist die Frequenz bei der eine Phase von  $-90^\circ$  erreicht wird ( $f_{c,P}$ ). Bis zu dieser Frequenz kann der Regler Führungsvorgaben näherungsweise phasenrichtig einprägen. Zudem ist diese Frequenz weniger abhängig von der Reglerverstärkung. Dieser Sachverhalt ist anschaulich in [5] dargestellt.

Am Beispiel des konventionellen Stromreglers ist die Diskrepanz zwischen beiden Frequenzen deutlich zu erkennen (siehe Abb. 5.1). Zur Veranschaulichung wurde die Dämpfung des geschlossenen Regelkreises ( $D_1 = 1/\sqrt{2} = 0,707$  und  $D_2 = 0,6$ ) variiert.

Auffällig ist, dass die Variation der Dämpfung die Frequenz  $f_{c,A}$  deutlich auf Kosten eines schlechteren Einschwingverhaltens (deutliche Betragsüberhöhung, bzw. siehe Abb. 5.2) verschiebt ( $f_{c,A} = 2180 \text{ Hz} \rightarrow 2605 \text{ Hz}$ ). Im Gegensatz dazu wird die Frequenz  $f_{c,P}$  jedoch vergleichsweise wenig beeinflusst ( $f_{c,P} = 1310 \text{ Hz} \rightarrow 1415 \text{ Hz}$ ). Eindeutig ist die Tatsache, dass bei beiden Frequenzen  $f_{c,A}$  der Regler nicht mehr betrieben werden sollte, da in beiden Fällen die Phase bereits weit unter  $-90^\circ$  gefallen ist und somit eine phasenkorrekte Einprägung nicht mehr ansatzweise gegeben ist.

Für anschließende Untersuchungen werden beide Frequenzen zur Beschreibung der Regelkreisbandbreite angegeben, da je nach Applikation eine der beiden Frequenzen relevant sein kann. Als Beispiel sei hier das Abfahren einer Trajektorie (z. B. bei Werkzeugmaschinen) genannt, bei der die Schleppfehlerminimierung höchste Priorität besitzt.

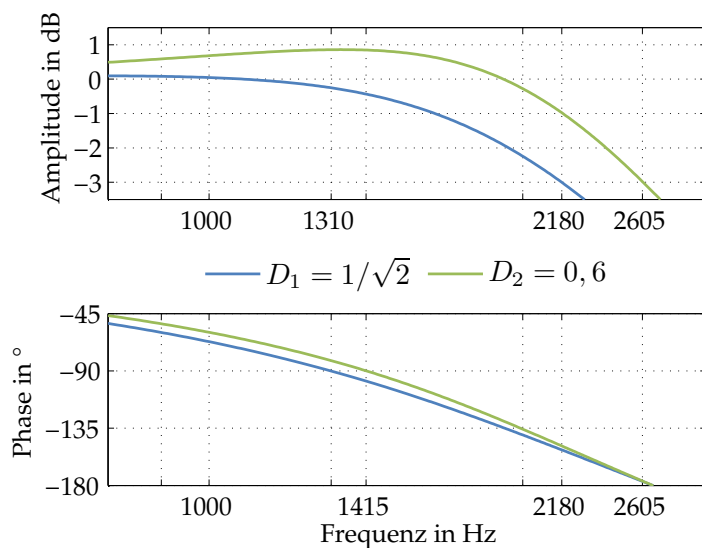


Abb. 5.1: Bode-Diagramm (Ausschnitt) des konventionellen Stromreglers bei Variation der Dämpfung

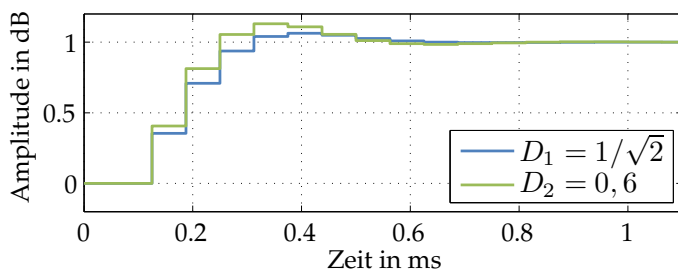


Abb. 5.2: Sprungantwort des konventionellen Stromreglers bei Variation der Dämpfung

Somit wäre in dieser Applikation die Frequenz  $f_{c,A}$  wichtiger, da bis zu dieser Frequenz der Trajektorie gefolgt werden kann, auch wenn sich eine zeitlich konstante Verzögerung gegenüber der Solltrajektorie einstellt. In einer klassischen Drehzahlregelungs-Applikation (z. B. Wickeln) dagegen, wird die Phasenreserve zur Unterdrückung von Störungen benötigt und entscheidet u. U. über die Maximaldrehzahl des stabilen Betriebs der Anlage.

### 5.1.2 Führungsverhalten im Stromregelkreis

Für den Stromregelkreis konnten in Abschnitt 2.3.3 bereits analytisch Übertragungsfunktionen für die unterschiedlichen Stromreglervarianten bestimmt werden. In Abb. 5.3 sind die gemessenen Übertragungsfunktionen aller Varianten im Bode-Diagramm dargestellt. Die Abkürzungen „FPGA PI“ und „FPGA DB“ bezeichnen die laufzeitfreien PI-Regler bzw. Kompensationsregler (*Dead-Beat*-Regler). Zudem sind die konventionell implementierten Varianten vermessen worden.

Die zugehörigen Sprungantworten der einzelnen Implementierungsvarianten sind in Abb. 5.4 dargestellt. Dabei wurde ein Führungsgrößen-sprung in der d-Achse von -0,5 A auf 0,5 A vorgegeben. Zur Unterdrückung des Messrauschens wurden 128 Sprungantworten gemittelt. In Abtastschritt 1 wird die Führungsgröße  $i_{d,ref}$  geändert. Das Pulsmuster der PWM wird im zweiten Abtastschritt durch die Regelung angepasst und die resultierende Regelgrößenänderung im dritten Abtastschritt durch die Strommessung detektiert.

Das geforderte *Dead-Beat*-Verhalten wird sowohl durch die laufzeitfreien Implementierungsvarianten als auch durch den konventionell implementierten Kompensationsregler erreicht.



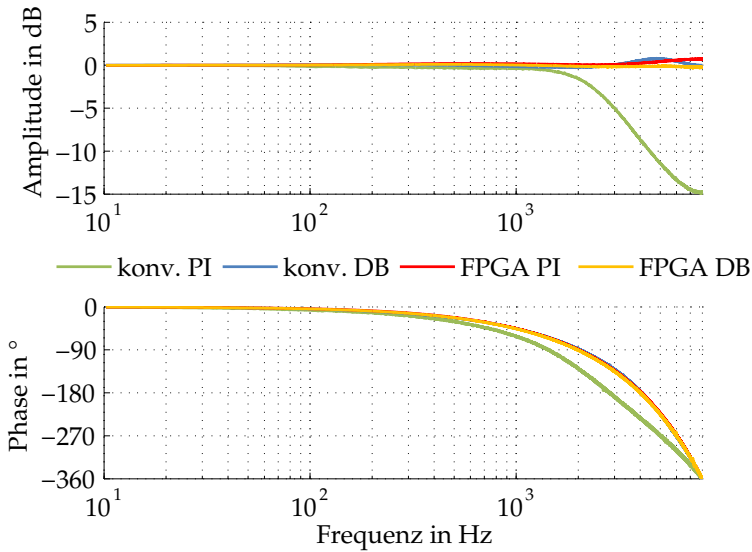


Abb. 5.3: Identifiziertes Übertragungsverhalten: konventioneller PI-Stromregler und Kompensationsregler sowie laufzeitfreier PI-Regler und Kompensationsregler

Leichte Betragsüberhöhungen bei höheren Frequenzen sowie die leichten Überschwinger sind Induktivitätsvariationen über dem Rotorwinkel geschuldet. Diese sind in der Realität durch Luftspaltvariation, Wicklungsverteilung, Sättigung oder Temperaturabhängigkeiten begründet.

Aus Sicht des Drehzahlreglers können Führungsvorgaben von den Stromreglervarianten mit *Dead-Beat*-Charakteristik aufgrund des Phasengangs bis ca. 2 kHz eingepreßt werden. Der konventionelle PI-Stromregler erreicht hier lediglich die auch berechnete Grenzfrequenz  $f_{c,P}$  von ca. 1,4 kHz. Oberhalb dieser Frequenzen ist die Phase soweit abgefallen, dass eine Störunterdrückung absolut nicht mehr möglich ist.

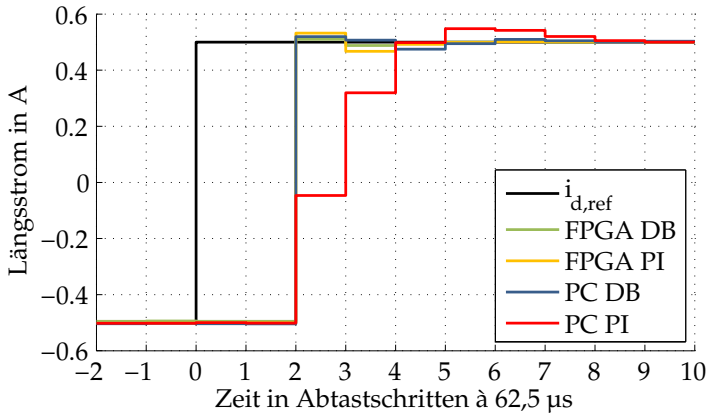


Abb. 5.4: Sprungantwort d-Stromregler: konventioneller PI-Stromregler und Kompensationsregler sowie laufzeitfreier PI-Regler und Kompensationsregler

Beispiel: Bei einem vierpoligen Motor mit einer Maximaldrehzahl von 6000 U/min beträgt die maximal einzuprägende Grundfrequenz 200 Hz. Die Stromreglervarianten mit *Dead-Beat*-Charakteristik können in diesem Betriebspunkt theoretisch Oberschwingungen bis zur 10. Ordnung bei entsprechender Führungsgrößenvorgabe unterdrücken.

Folglich dient die Bandbreite im Stromregelkreis der Störunterdrückung im Drehzahlregelkreis, insbesondere bei schwingungsfähigen, mechanischen Strecken mit niedriger Zeitkonstante und Dämpfung. Bei höherer Bandbreite im Stromregelkreis sind somit Störmomente höherer Frequenzen durch die Regelung unterdrückbar.

Für die folgenden Untersuchungen werden der konventionell implementierte PI-Regler und der laufzeitfreie Kompensationsregler verwendet. Letzterer zeigt das beste dynamische Verhalten bei bestmöglicher Entkopplung der rotororientierten Stromkomponenten.

### 5.1.3 Führungsverhalten im Drehzahlregelkreis

Das Führungsverhalten des geschlossenen Drehzahlregelkreises kann analog zum Stromregelkreis durch sein Übertragungsverhalten (vereinfacht Bode-Diagramm) und die Sprungantwort dargestellt und auch bewertet werden. Anders als beim Stromregelkreis, bei dem die Streckenzeitkonstante durch den Regler kompensiert wird, ist eine Streckenkompensation in der Drehzahlregelung nicht möglich. Die Auslegung nach dem symmetrischem Optimum bei einem einfachen Integrator als mechanische Strecke führt zu dem aus der Literatur bekannten Übertragungsverhalten. Für Zwei- oder Dreimassensysteme, wie sie im Demonstrator vorkommen (vgl. Abschnitt 4.6), entstehen deutlich veränderte Betrags- und Phasenverläufe.

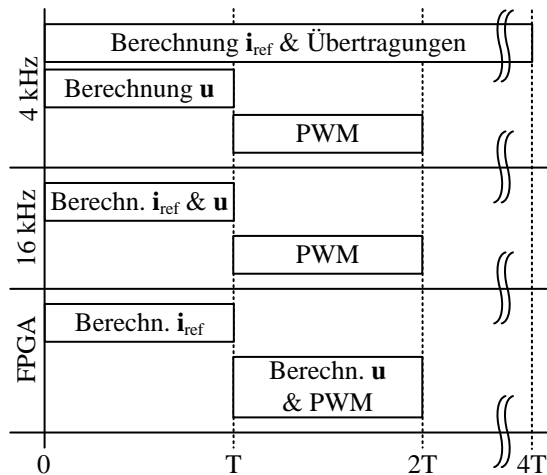


Abb. 5.5: Zeitlicher Ablauf der Regelung und der zugehörigen Stelleingriffe bei unterschiedlichen Reglerstrukturen

Für das Zweimassensystem konnten bei Rückführung der beobachteten Motordrehzahl  $\hat{n}_0$  und Aufschaltung der Differenzdrehzahl  $\hat{n}_0 - \hat{n}_1$  (vgl.

Abs. 3.4) die in Abb. 5.6 dargestellten Betrags- und Phasenverläufe erzielt werden. Die zugehörige Sprungantwort ist in Abb. 5.7 dargestellt.

Abgebildet sind die verschiedenen Verläufe für drei verschiedene Reglerstrukturen bzw. Implementierungsvarianten. Bei Verwendung der gewöhnlichen Stromregelung und eines PI-Drehzahlreglers (Abtastrate: 16 kHz, Kennzeichnung: „16 kHz“) konnte eine Grenzfrequenz  $f_{c,A}$  von 673 Hz für den Amplitudengang und von  $f_{c,P} = 498$  Hz für den Phasenverlauf erreicht werden. Bei Verwendung eines FPGA-Stromreglers und eines laufzeitbehafteten 16 kHz Drehzahlreglers (Kennzeichnung: „FPGA“) konnten beide Werte gesteigert werden ( $f_{c,A} = 760$  Hz,  $f_{c,P} = 552$  Hz). Die FPGA-Variante schwingt jedoch deutlich weiter über, dafür allerdings schneller ein.

Für die dritte Struktur (Kennzeichnung: „4 kHz“) wurde exemplarisch die Abtastrate im Drehzahlregelkreis auf 4 kHz reduziert und eine Laufzeit von 250  $\mu$ s auf dem Drehmomentsollwert und somit im Vorwärtspfad durch bspw. eine Busübertragung oder langsamere Berechnung eingebracht. Der zeitliche Ablauf der Berechnungen und Stelleingriffe der drei vorgestellten Vergleichsstrukturen ist in Abb. 5.5 dargestellt. Zur besseren Übersicht ist für jede Struktur nur eine Stellgrößenberechnung dargestellt.

Aufgrund der hohen Laufzeit im Drehzahlregelkreis der 4 kHz Variante muss die Reglerverstärkung deutlich reduziert werden, da die Stabilität des Regelkreises bei höherer Reglerverstärkung nicht gegeben ist. Die Drehzahlreglerbandbreite wird dadurch erheblich reduziert.  $f_{c,A}$  beträgt in der Folge für diese Implementierungsvariante 370 Hz,  $f_{c,P}$  sinkt auf 216 Hz. Von Vorteil ist, dass eine aktive Schwingungsunterdrückung aufgrund der geringen Drehzahlreglerbandbreite nicht mehr erforderlich ist, da die Eigenfrequenzen der Strecke durch den Regler nicht angeregt werden. Die Ergebnisse sind in Tab. 5.1 zusammengestellt.

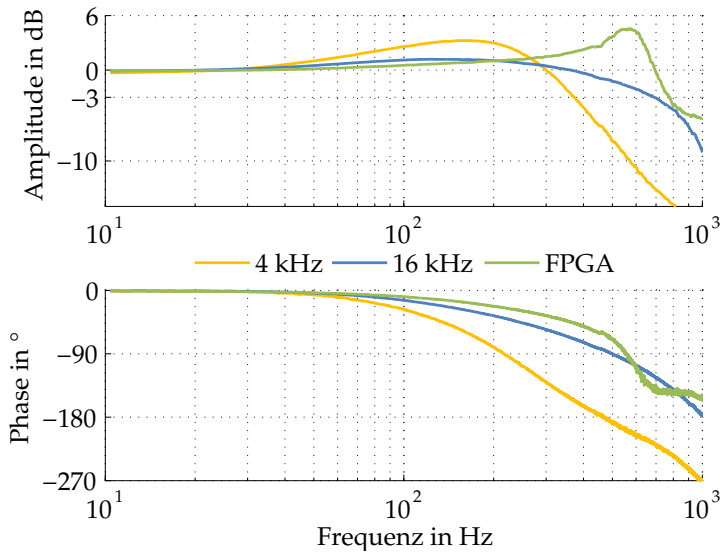


Abb. 5.6: Übertragungsverhalten des geschlossenen Drehzahlregelkreises am Zweimassensystem:  $n_{\text{ref}} \rightarrow n$

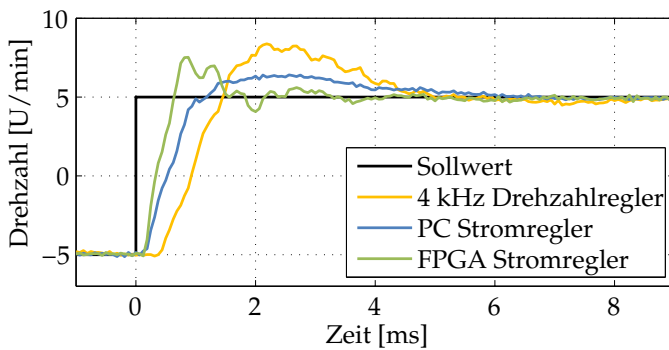


Abb. 5.7: Sprungantwort des geschlossenen Drehzahlregelkreises am Zweimassensystem

Tabelle 5.1: Grenzfrequenzen der Drehzahlregelung am Zweimassensystem

Regelungsstruktur	ZMS: $f_{c,A}$	ZMS: $f_{c,P}$
<b>4 kHz</b>	370 Hz	216 Hz
<b>16 kHz</b>	673 Hz	498 Hz
<b>FPGA</b>	760 Hz	552 Hz

In den Sprungantworten sind die deutlichen Überschwinger zu erkennen, sowie die hochfrequenten Ripple durch die Anregung des Zweimassensystems. Zudem wird der Einfluss der Buslaufzeit deutlich, da der Drehzahlverlauf bei dieser Implementierungsvariante verzögert ansteigt. Der Überschwinger der Drehzahl ist bei Verwendung der 16 kHz Variante deutlich kleiner, da der Regler mit kleinerer Reglerverstärkung aufgrund des langsameren inneren Stromregelkreises arbeitet. Alle Varianten wurden auf minimale Einschwingzeit bei einem stationären Drehzahlripple von ca. 0,5 U/min eingestellt.

Für das Dreimassensystem konnten ähnliche Ergebnisse erzielt werden (siehe Abb. 5.8). Die erreichten Grenzfrequenzen der Drehzahlregelung am Dreimassensystems sind in Tab. 5.2 dargestellt.

Tabelle 5.2: Grenzfrequenzen der Drehzahlregelung am Dreimassensystem

Regelungsstruktur	DMS: $f_{c,A}$	DMS: $f_{c,P}$
<b>4 kHz</b>	224 Hz	138 Hz
<b>16 kHz</b>	356 Hz	263 Hz
<b>FPGA</b>	476 Hz	400 Hz

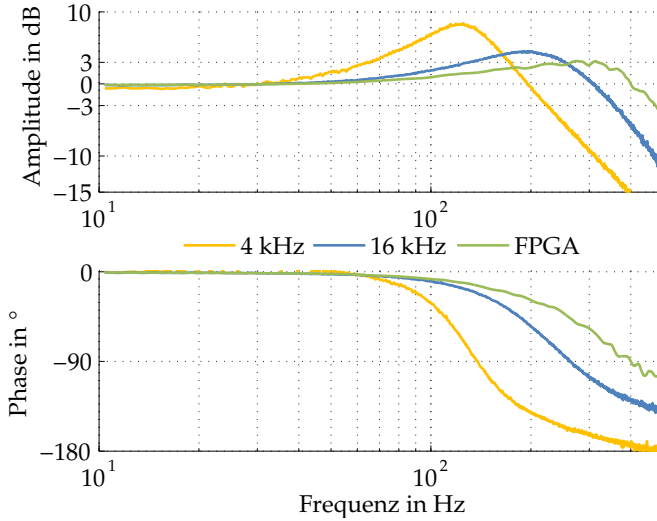


Abb. 5.8: Übertragungsverhalten des geschlossenen Drehzahlregelkreises am Dreimassensystem:  $n_{\text{ref}} \rightarrow n$

#### 5.1.4 Führungsverhalten im Lageregelkreis

Das Führungsverhalten im Lageregelkreis lässt sich ebenfalls durch Bandbreite und Sprungantwort beurteilen, wie das Führungsverhalten des Drehzahlregelkreises. Daher soll hier exemplarisch die gemessene Sprungantwort des geschlossenen Lageregelkreises beim Zweimassensystem (Abb. 5.9) zur Bewertung genutzt werden. Die Positionsregler wurden so ausgelegt, dass eine monoton steigende Sprungantwort (aperiodisches Verhalten) entsteht. Diese Auslegung lehnt sich dabei an die Angaben in [16] an. Die korrekte Einstellung der Anti-Windup-Mechanismen ist dabei unerlässlich, da sonst Grenzyklen auftreten.

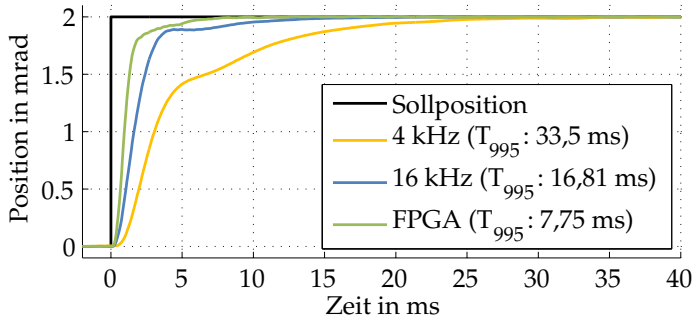


Abb. 5.9: Sprungantwort des geschlossenen Lageregelkreises

Die dargestellten Positionsverläufe zeigen das erwartete Verhalten. Die Einschwingdauern ( $T_{995}$ : Zeit bis zum Erreichen von 99,5% des Endwerts) betragen zwischen 7,75 ms für die FPGA-Stromregler-Variante über 16,81 ms für die konventionelle 16 kHz Implementierung und 33,5 ms für die 4 kHz Variante.

## 5.2 Störübertragungsfunktion

Für die Störunterdrückung eines Reglers bzw. sein Störübertragungsverhalten ist aus denselben Gründen wie auch beim Führungsverhalten das Kleinsignalverhalten relevant, da bei Stellgrößenbegrenzung der Regelkreis aufgetrennt ist. Für den Stromregelkreis wird das Störverhalten nicht betrachtet, da Störungen hier offline identifiziert und folglich durch Vorsteuerung kompensiert werden können. Hierzu gehören Spannungsfehler durch Umrichternichtlinearität, induzierte Spannung (EMK) oder die Kreuzkopplungen zwischen den rotororientierten Achsen. Sind all diese Störquellen beachtet und kompensiert worden, treten nur vernachlässigbare Störungen auf.



Im Drehzahl- und Lageregelkreis tritt als zu kompensierende Störgröße das Lastdrehmoment auf. Dieses kann für eine Bewertung des Störverhaltens bspw. durch eine dynamische Lastmaschine eingepreßt werden. Da dies im Allgemeinen auch breitbandig erfolgen kann, ist die Aufzeichnung einer Störübertragungsfunktion mit geringem Aufwand umsetzbar.

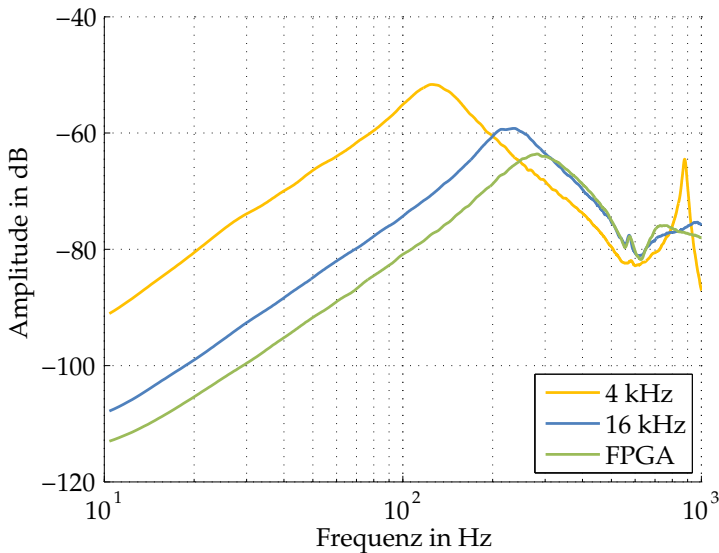


Abb. 5.10: Störübertragungsverhalten des geschlossenen Lageregelkreises bei Anregung auf dem Lastdrehmoment:  $i_{q,3} \rightarrow \varepsilon_1$

In Abb. 5.10 ist das gemessene Störübertragungsverhalten ( $m_L \rightarrow \varepsilon$ ) von Antrieb 1 dargestellt. Dazu wurde die Lastmaschine mit einem hochfrequenten PRBS-Signal auf dem Solldrehmoment angeregt. Die Amplitudengänge steigen zunächst linear mit der logarithmierten Frequenz an. Wie zu erwarten, zeigt der Drehzahlregler mit unterlagertem FPGA-Stromregler zunächst die beste Störunterdrückung gefolgt vom 16 kHz

Drehzahlregler mit konventionellem Stromregler (ca. 6 dB Differenz). Die 4 kHz Variante hat zunächst eine 21 dB schlechtere Störunterdrückung. Ab einer jeweils spezifischen Frequenz knicken die Amplitudengänge der drei Varianten zu einer negativen Steigung ab, was durch das Übertragungsverhalten des Dreimassensystems (vgl. Abb. 4.9) bedingt ist. Die erstgenannten Verläufe der schnelleren Regelkreise gleichen sich später nahezu vollständig an. Der Amplitudenverlauf der 4 kHz Variante sinkt jedoch unter das Niveau der schnelleren Varianten. Bei ca. 880 Hz zeigt die 4 kHz Variante eine durch das Drehzahlfilter bedingte Resonanz.

Wird der Betragsverlauf in Relation zum Übertragungsverhalten der geschlossenen Drehzahlregelkreise betrachtet, erklärt sich die schlechtere Störunterdrückung der schnelleren Regelkreise durch deren Betragsüberhöhungen in diesen Frequenzbereichen.

### 5.3 Dynamische Störsteifigkeit

Die Störsteifigkeit ist ein praktisches Maß aus der Mechanik zur Beschreibung der Störunterdrückung. Die statische Störsteifigkeit  $c_{\text{stat}}$  ist definiert als Federkonstante und beschreibt das Verhältnis aus einem Störmoment zur Verdrehung einer Achse um den Winkel  $\varepsilon$ .

$$c_{\text{stat}} = \frac{m_L}{\varepsilon} \quad (5.1)$$

Für eine geregelte Achse erscheint die Betrachtung der statischen Störsteifigkeit nicht sinnvoll, da etwaige statische Störmomente durch den Positions- bzw. Drehzahlregelkreis ausgeregelt werden. Wesentlich interessanter ist daher die dynamische Störsteifigkeit  $c_{\text{dyn}}$ , welche die Stör-

größenänderung  $\Delta m_L$  mit der maximalen Positionsabweichung  $\Delta \varepsilon$  ins Verhältnis setzt.

$$c_{\text{dyn}} = \frac{\Delta m_L}{\Delta \varepsilon} \quad (5.2)$$

Derartige sprungförmige Lastmomente sind in der Praxis schwer zu erzeugen. Die erforderliche hochdynamische Lastmaschine steht oftmals nicht zur Verfügung bzw. ein Lastabwurf kann nur schwer wiederholbar realisiert werden. Die einfachste Methode zur Erzeugung einer ähnlichen Lastsituation ist die sprungförmige Veränderung des Integrators im Drehzahlregler bzw. die Aufschaltung eines statischen, zusätzlichen Drehmomentsollwerts, was einer „Lastmomentaufschaltung“ gleich kommt [9, 16].

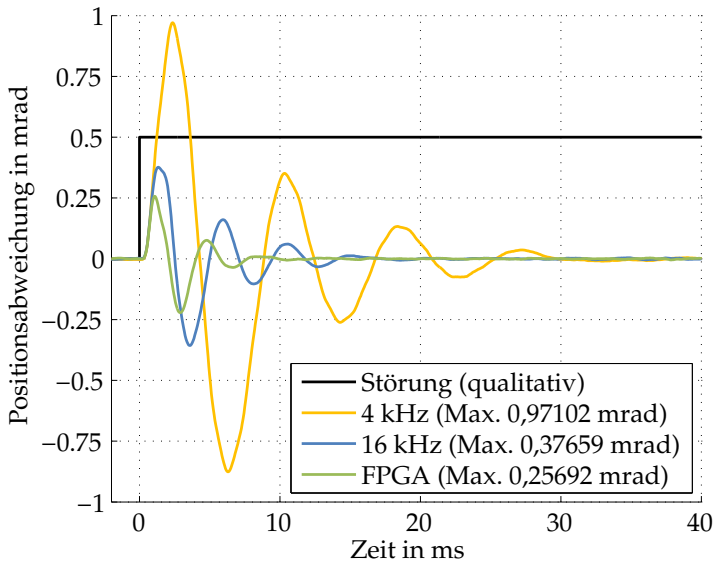


Abb. 5.11: Positionsabweichung bei sprungförmiger Lastdrehmoment-einprägung

Zur Bemessung der dyn. Störsteifigkeit von Antrieb 1 wurde die Positionsabweichung von der Sollposition für einen Lastdrehmomentsprung in Höhe von 10% des Nenndrehmoments aufgezeichnet (siehe Abb. 5.11). Dazu wird die Lastmaschine mit dem FPGA-Stromregler betrieben und eine entsprechende Sollgröße vorgegeben.

Die geschlossene Kaskadenregelung muss für diesen Lastfall die Eigenbewegung des Systems bedämpfen, welche durch den Lastsprung hervorgerufen worden ist. Aufgrund der hohen Reglerv Verstärkungen im rein proportional wirkenden Lageregler sowie der unterlagerten integral wirkenden und überschwingenden Drehzahlregler kommt es bei allen Varianten zu einem schlecht gedämpften Ausgleichsvorgang. Entsprechend der vorausgegangenen Bewertungen zeigt auch in diesem Fall die Kaskadenregelung mit FPGA-Stromregler das beste Verhalten und somit die geringste maximale Positionsabweichung (0,25692 mrad). Die maximale Positionsabweichung bei Verwendung eines konventionellen Stromreglers ist um den Faktor 1,47 größer und beträgt 0,37659 mrad. Die 4 kHz-Variante erreicht eine Positionsabweichung von 0,97102 mrad, was dem 3,78-fachen der maximalen Positionsabweichung bei Verwendung der zentralisierten Reglerstruktur entspricht.

Die Verwendung eines PTD-Lagereglers verspricht ein besseres Dämpfungsverhalten [27] und sollte daher in Betracht gezogen werden, wenn eine bessere Dämpfung gefordert wird. Weitere Reglerstrukturen wurden in [9] vorgestellt. Für die Auslegung des PTD-Lagereglers ist genaue Streckenkenntnis und somit die Lage der Streckenpole sowie die Auslegung des Drehzahlregelkreises nach dem symmetrischen Optimum erforderlich. Zudem wurde ein Einsatz bei schwingungsfähigen mechanischen Strecken höherer Ordnung noch nicht untersucht, weshalb von einer Untersuchung dieser vielversprechenden Reglervariante abgesehen wurde.

## 5.4 Zwischenfazit

Die dargestellten Messergebnisse zeigen deutlich die hohen Dynamikvorteile der Verwendung eines FPGA-Stromreglers bzw. eines möglichst optimierten Laufzeitverhaltens auf und spiegeln damit die Ergebnisse aus [16] wider. Im Falle des Stromreglers kann der Einfluss der Berechnungslaufzeit durch Einführung eines Kompensationsreglers eliminiert werden. Dies gilt allerdings nicht für die Störunterdrückung und resultiert in einem höheren Rauschen auf dem Stromistwert bzw. größeren Regelgrößenabweichungen bei verbleibenden Modellfehlern oder Modellungenauigkeiten durch bspw. Spannungsabbildungsfehler oder Induktivitätsvariationen, als bei Verwendung eines laufzeitfreien Stromreglers. Für andere Regelkreise, wie z. B. Drehzahlregelkreise in denen Störmomente, nicht messbare Lastmomente oder hohe Parametervariationen auftreten und ein geringes Maß an Streckenkenntnis vorliegt, ist es nicht möglich vergleichbare Ergebnisse durch Kompensationsregler zu erreichen.

Da das Führungsverhalten der Kaskadenregelung erheblich von der Vorsteuerung profitiert, sollte hier für hohe dynamische Ansprüche in einen leistungsstarken Führungsgrößengenerator investiert werden. Die Trajektorie ist dazu angemessen zu planen, so dass den einzelnen Reglern der Kaskadenregelung genügend Stellgröße verbleibt, um Störungen auszuregulieren. Gehen die Regler regelmäßig in die Begrenzung, sind u. U. weitreichende Anpassungen, wie sie z. B. in [58] vorgestellt wurden, zu empfehlen.

## 6 Reglerstrukturen in Mehrachsregelsystemen

Sollen mehrere Antriebe koordiniert verfahren werden, ist ein Datenaustausch unter den Umrichtern und eine koordinierende Instanz zur Bahnsteuerung erforderlich. Diese kann im einfachsten Fall ein Start- oder Stop-Signal geben, worauf alle Antriebe feste Bewegungsprofile abfahren. In den meisten Fällen wird allerdings eine erweiterte Steuerung auf Basis eines IPCs eingesetzt.

Beim Aufbau dieses Netzwerks zwischen Antrieben und Steuerung werden zwei unterschiedliche Ansätze verfolgt. Üblicherweise wird ein dezentraler Regelungsansatz gewählt, bei dem alle Regelungsfunktionen auf den Umrichtern ausgeführt werden. Dagegen steht ein zentralisierter Ansatz bei dem (möglichst) alle Regelungsfunktionen in der Steuerung ausgeführt werden. Hybride Ansätze, bei denen Regelungsfunktionen auf Umrichter und Steuerung - zum Teil auch dynamisch - verteilt werden, sind ebenfalls denkbar [24]. Außerdem ist zu beachten, dass z. B. Rückführsysteme (Lagegeber) möglicherweise auch zentral ausgewertet werden können.

Der gewählte Regelungsansatz inklusive der Netzwerktopologie ist ausschlaggebend für das Datenaufkommen auf dem Bus und welche Daten zwischen Umrichtern und Steuerung übertragen werden.

Zur Vernetzung von Servoantrieben wurden bis vor wenigen Jahren ausschließlich Bussysteme eingesetzt, die physikalisch auf RS-485 oder ähnlichen Standards basieren. Hierzu gehören bspw. die Systeme CAN oder Interbus mit Datenraten im Bereich von 1 MBit/s. Seit kurzem drängen

neuere Systeme auf den Markt, die hauptsächlich auf Ethernet (IEEE 802.3) basieren und Datenraten bis 100 MBit/s erreichen. Hierzu gehören im industriellen Umfeld EtherCAT (Beckhoff), ProfiNET (Siemens) oder Powerlink (B&R).

In [12] sind unterschiedliche Feldbussysteme ausführlich verglichen worden. Die Gerätetechnik der vielzähligen, am Markt etablierten Systeme gilt als ausgereift, störsicher und leistungsfähig. Von regelungstechnischer Seite bleibt somit die Frage, welche effektiven Laufzeiten durch die Feldbusse in die Regelkreise eingebracht werden, wenn diese über den Bus geschlossen werden. Zur Bestimmung dieser Laufzeiten ist nicht nur die Datenrate des Übertragungssystems zu betrachten, sondern auch die Netzwerktopologie. Weitere Parameter wie z. B. die Anzahl der Busteilnehmer sind ebenfalls entscheidend und erschweren allgemeine Aussagen aufgrund der Vielzahl der Parameter und Systeme. Stattdessen wird in dieser Arbeit auf die Eigenheiten bestimmter, häufig vorkommender Konfigurationen eingegangen und im Sinne einer Fallstudie gearbeitet. Es werden drei unterschiedliche Netzwerktopologien bzw. Hardwarekonfigurationen (allg. Reglerstrukturen) vorgestellt. Diese erlauben eine gute Orientierung zur Abschätzung der Leistungsfähigkeit vergleichbarer Konfigurationen.

## 6.1 Dezentrale Reglerstruktur

Klassische Systeme wie der CAN-Bus führten die physikalische Linientopologie bei der Vernetzung ein. Diese ist bei fast allen aktuellen Systemen wie z. B. EtherCAT aufgrund der geringen Kosten für die Verkabelung im Feld wiederzufinden. Die Buszykluszeit wurde wegen der relativ niedrigen Datenrate des CAN-Bus oftmals zu 1 ms gewählt. Zusätzlich entstanden häufig Laufzeiten durch interne Busse, Interruptlatenzen und

ähnliche Verzögerungen in den Geräten, die ohnehin die Abtastrate einer PC-basierten Steuerung auf 1 ms begrenzen.

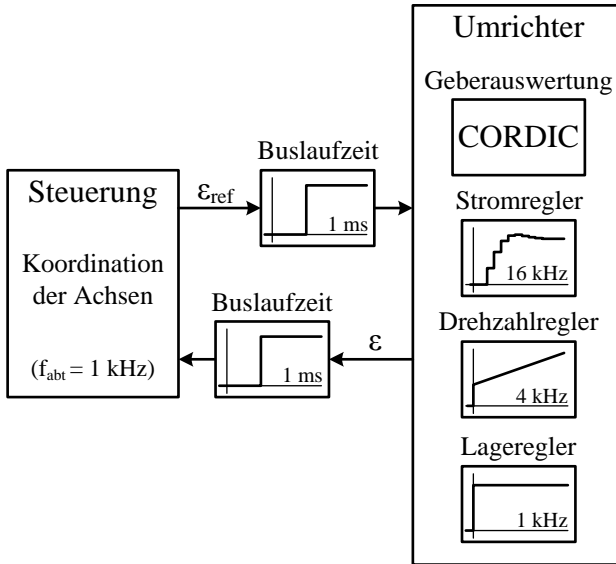


Abb. 6.1: Dezentrale Reglerstruktur

Die Regelung wurde vollständig auf den verteilten Umrichtern ausgeführt. Die Steuerung übernimmt die Koordination der Achsen und die Vorsteuerung. Die Abtastfrequenzen der Regler wurden auf 16 kHz für die konventionelle Stromregelung, 4 kHz für die Drehzahlregelung und 1 kHz für die Positionsregelung festgelegt, was hauptsächlich mit einer Reduktion des Rechenaufwands begründet ist und oftmals durch kooperatives *Multitasking* (synchrone Programmierung, [60]) realisiert wird. Über den Bus werden im besten Fall lediglich Soll- und Istposition übertragen. Die vollständige Übertragung von einer Achse zur anderen benötigt somit 3 ms, was der Summe aus doppelter Busübertragungszeit und einer Abtastzeit der Steuerung entspricht.



Die adressierte dezentrale Struktur (Abb. 6.1) realisiert gerade diese Konfiguration von Reglern, Lauf- und Abtastzeiten. Sie soll als Referenz für ältere, bestehende Anlagen dienen und steht in Konkurrenz zu den folgenden beiden Strukturen.

## 6.2 Zentralisierte Reglerstruktur

Die zentralisierte Struktur (Abb. 6.2) bildet das Maximum des Ausbaupotenzials durch moderne Datenverarbeitungssysteme ab. Fortschrittliche FPGA-basierte Servoumrichter werden durch ein Ethernet-basiertes Übertragungssystem mit einer leistungsstarken Steuerung verbunden. Durch optimale Ausnutzung der Abtastzeit entsteht keine zusätzliche Übertragungslaufzeit, da die Datenübertragungen (Hin- und Rückweg) und die Berechnungen auf der Steuerung in einem Abtastschritt erfolgen. Folglich wird von einer laufzeitfreien Stromregelung (Übertragungsverhalten:  $G_k(z) = z^{-1}$ ) auf den dezentralen Umrichtern und vollständiger Drehzahl- und Lageregelung auf der Steuerung für alle Achsen des Systems ausgegangen. Die Abtastrate beträgt 16 kHz. Selbst für die Regelung einer einzelnen Achse stellt sich diese Struktur bereits als laufzeitminimal dar, wenn die Steigerung der Abtastrate nicht mehr möglich oder nicht wirtschaftlich aufgrund höherer Schaltverluste bzw. eine kontinuierliche Linearregelung nicht realisierbar ist.

Die zentrale Regelung aller Achsen ermöglicht den Einsatz dedizierter Mehrgrößenregelungen, dynamischer Stellgrößenverteilung bei redundanten Freiheitsgraden und schneller Reaktionsfähigkeit gegenüber auftretenden Störungen. All diesen Vorteilen steht der erhöhte gerätetechnische Aufwand und die hohe Buslast gegenüber, sowie die Frage, ob der theoretisch größere Nutzen (bessere Regelgüte) auch tatsächlich an der Strecke erreicht werden kann.

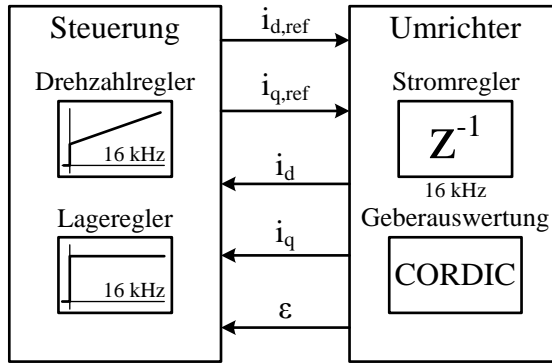


Abb. 6.2: Zentralisierte Reglerstruktur

### 6.3 Hybride Reglerstruktur

Die hybride Struktur (Abb. 6.3) kombiniert Elemente beider zuvor genannten Strukturen und wird bspw. bei modernen Robotersystemen genutzt. Zur Verringerung der Buslast werden die Lagegeber zentral in der Steuerung mithilfe einer Erweiterungskarte ausgewertet. Auf den Umrichtern wird lediglich die konventionelle Stromregelung ausgeführt. Der erforderliche Kommutierungswinkel wird zusammen mit den Sollstromkomponenten an die Umrichter übermittelt. Drehzahl- und Lageregelung werden im selben Zeitraster ausgeführt und es tritt keine zusätzliche Laufzeit auf, da die Buslaufzeit ( $62,5 \mu\text{s}$ ) in der Berechnungszeit von  $250 \mu\text{s}$  der Regelung berücksichtigt ist. Somit entsteht eine identische zeitliche Abfolge der Regelung wie bei Anwendung der 4 kHz Struktur aus Abs. 5.1.3 (siehe Abb. 5.5).

Durch die Anwendung der hybriden Struktur werden die Servoumrichter im Hardwareaufwand stark vereinfacht, da deutlich weniger Rechenleistung benötigt wird und die Geberauswertung entfällt. Alle höheren Regelungsfunktionen werden in der Steuerung ausgeführt.

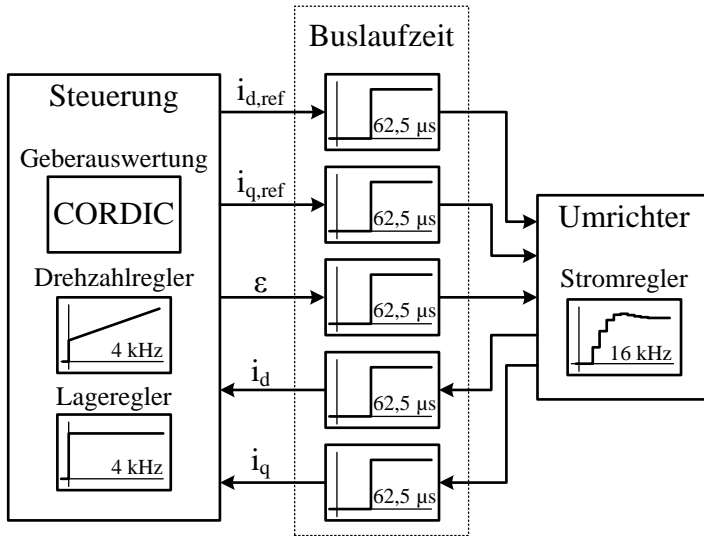


Abb. 6.3: Hybride Struktur

Die zentralisierte Geberauswertung kann kosteneffizient in einer separaten Hardwareeinheit mit verzögerungsfreier Anbindung an die Steuerung erfolgen. Die Buszykluszeit lässt Raum für eine deutlich größere Anzahl von Achsen und ermöglicht den Einsatz des Systems in Applikationen wie z. B. in Druckmaschinen, jedoch ist bei mehr als zwei Achsen eine andere Struktur der Lageregelung zu wählen. Eine Rückführung der Stromkomponenten dient der zentralen Leistungsüberwachung und ist für die Regelung nicht unbedingt erforderlich.

## 6.4 Implementierung des Positionsreglers bei laufzeitbehaftetem Sollwert

Die Reglerstrukturen mit zentralisierter Regelung (hybride und zentralisierte Struktur) stellen jeder Achse einen Drehzahlregler zur Verfügung. Ein Positionsregler regelt die Abweichung von der Solltrajektorie  $\varepsilon_\Delta$  in der Lose zu Null und schaltet die ermittelten Drehzahlsollwerte additiv auf den Drehzahlsollwert auf. Zur Bestimmung der Regelabweichung des Positionsreglers im  $k$ -ten Abtastschritt wird eine Winkelprädiktion der beiden mechanischen Winkel  $\varepsilon_{1,k}$  und  $\varepsilon_{2,k}$  mithilfe der zugehörigen Winkelgeschwindigkeiten  $\omega_{1,k}$  und  $\omega_{2,k}$  vorgenommen:

$$\varepsilon_{\Delta,k} = \varepsilon_1 - \varepsilon_2 + \varepsilon_{\text{off}}(\varepsilon_1) \quad (6.1)$$

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon}_{\Delta,k+1} &= \varepsilon_1 - \varepsilon_2 + (\omega_{1,k} + \omega_{2,k}) \cdot T_L \\ &\quad + \varepsilon_{\text{off}}(\varepsilon_1 + \omega_{1,k} \cdot T_L) \end{aligned} \quad (6.2)$$

Die Berechnung der Regelabweichung bezieht den Einfluss der jeweils relevanten Laufzeit  $T_L$  der Stellgrößenwirkung mit ein, um im  $k$ -ten Abtastschritt  $\hat{\varepsilon}_{\Delta,k+1}$  zu schätzen.  $T_L$  beträgt  $250 \mu\text{s}$  für die hybride Struktur und  $62,5 \mu\text{s}$  für die zentralisierte Struktur. Der positionsabhängige Offset  $\varepsilon_{\text{off}}$ , der durch die Solltrajektorie beschriebenen Nullposition innerhalb der Lose ist anhand von  $\varepsilon_1$  zu bestimmen. Alternativ kann auch eine Bestimmung anhand von  $\varepsilon_2$  erfolgen (siehe Abs. 4.6). Das Blockschaltbild der Positions- und Drehzahlregelung ist in Abb. 6.4 dargestellt.

In der dezentralisierten Struktur wird ähnlich verfahren und neben der aktuellen Position auch die aktuelle Winkelgeschwindigkeit übertragen, um eine ähnliche Prädiktion auf den lokalen Umrichtern durchzuführen.

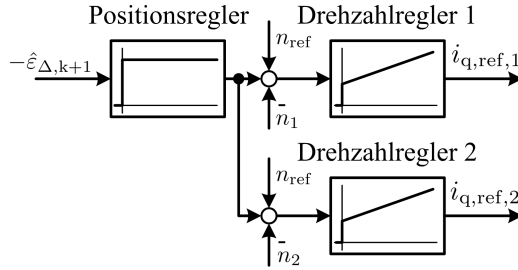


Abb. 6.4: Positions- und Drehzahlregelung bei zentraler Steuerung (Zentralisierte oder Hybride Struktur)

Hierbei unterscheiden sich die zu kompensierenden Berechnungslaufzeiten der lokal verfügbaren Geschwindigkeit ( $T_L = 1$  ms) und der Laufzeit der über den Bus bereitgestellten Geschwindigkeit des anderen Antriebs ( $4T_L$ ). Am Beispiel von Antrieb 1 wird die Berechnung demonstriert:

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon}_{\Delta,k+1} = & \varepsilon_{1,k} + \omega_{1,k} \cdot T_L - (\varepsilon_{2,k-3} + \omega_{2,k-3} \cdot 4T_L) \\ & + \varepsilon_{\text{off}}(\varepsilon_1 + \omega_{1,k} \cdot T_L) \end{aligned} \quad (6.3)$$

Für die Berechnung von  $\hat{\varepsilon}_{\Delta,k+1}$  steht der aktuelle Winkel  $\varepsilon_{1,k}$  zur Verfügung. Ändert sich die Winkelgeschwindigkeit nicht, wird sich eine zusätzliche Verdrehung der Achse um  $\omega_{1,k} \cdot T_L$  ergeben, die bei der Berechnung beachtet wird.

Der über den Bus bereitgestellte Positionswert der zweiten Achse stammt aus dem Abtastschritt  $k-3$ . Bei Annahme einer konstanten Drehzahl würde sich eine zusätzliche Verdrehung für die zweite Achse um den Winkel  $\omega_{2,k-3} \cdot 4T_L$  bis zum Abtastschritt  $k+1$  ergeben, die in der Berechnung berücksichtigt wird. Es wird davon ausgegangen, dass sich die Winkelgeschwindigkeiten nur langsam im Vergleich zur Lageabweichung ändern, was gerade für dynamische Geschwindigkeitsänderungen nicht zutrifft.

Eine Führungsgrößenvorsteuerung ist insbesondere in dieser Situation erforderlich.

## 7 Bewertung von Mehrachsregelsystemen

Nachdem in Kap. 5 Kriterien zur regelungstechnischen Bewertung eines Einzelantriebs vorgestellt wurden, wird in diesem Kapitel eine Übertragung der gewonnenen Erkenntnisse auf Mehrachsregelsysteme vorgenommen.

Ausgangspunkt der Bewertung ist die Analyse der kinematischen Struktur der zu regelnden Maschine und der Funktionen der einzelnen Achsen. Inhalte dieses Kapitels sind in verkürzter Form in [63] erstmals veröffentlicht worden.

### 7.1 Analyse der kinematischen Struktur

Die Anzahl der verbauten Achsen entspricht zunächst der Anzahl der Freiheitsgrade des Mechanismus. Zwangskräfte fesseln einzelne Freiheitsgrade, so dass die tatsächliche Anzahl der Freiheitsgrade kleiner sein kann. Die verbauten Achsen können somit durchaus redundant sein. Im Falle einer seriellen Kinematik, wie z. B. bei gängigen Gelenkarmrobotern, treten allerdings häufig nur Achsen auf, die jeweils einen einzelnen Freiheitsgrad bedienen [51]. Für diese Applikationen erfolgt die Bewertung des Gesamtsystems anhand der Bewertung der einzelnen Achsen, folglich der einzelnen Freiheitsgrade. Dabei wird sich in der Regel eine Rangfolge der Achsen allein aufgrund unterschiedlicher anzutreibender Masenträgheiten ermitteln lassen. Für die Dynamik des Gesamtsystems ist schließlich die Dynamik der trägsten Achse entscheidend. Sie begrenzt

je nach Referenz-Trajektorie die Gesamtdynamik. Hierbei gilt allerdings die Stellgrößenbegrenzung zu beachten, welche unter Umständen erheblichen Einfluss hat und den Gültigkeitsraum der Kennzahl möglicherweise stark einschränkt.

Die Bewertung der Gesamtgenauigkeit ist dabei deutlich herausfordernder, da sich selbst kleine Fehler durch die Kinematik bis in den Endeffektor fortpflanzen und hier erheblich größere Abweichungen verursachen können. Zudem erschweren nichtlineare Effekte wie z. B. elastische Verbiegungen in der Roboterstruktur die Bewertung. In den meisten Fällen sind diese Effekte mit der verbauten Sensorik nicht zu erfassen und gehen als Unsicherheiten in die kinematische Beschreibung der Struktur ein. Da sich hier ein weites Feld möglicher Untersuchungen eröffnet, wird an dieser Stelle von einem allgemeingültigen, analytischen Ansatz zur Bewertung der Gesamtgenauigkeit abgesehen und eine applikationsspezifische Analyse des Systems vorgeschlagen. Dies kann bspw. die Qualifizierung des von der Maschine gefertigten Werkstücks sein. Somit sind die üblichen, in der Einleitung erwähnten Maßstäbe an die Produktivität der Maschine anzusetzen.

Sind hingegen in bestimmten Freiheitsgraden sowohl Dynamik und Genauigkeit messbar, kann eine vollständige Beschreibung des Freiheitsgrads erfolgen. Der im Rahmen dieser Arbeit aufgebaute zweiachsige Demonstrator verfügt über einen redundanten Freiheitsgrad und wird für eine exemplarische Bewertung genutzt.

## 7.2 Bewertungsaspekte der verkoppelten Regelung

Die in Kap. 6 vorgestellten Vernetzungsstrukturen sollen anhand aussagekräftiger Bewertungskriterien miteinander verglichen werden. Wie eingangs erläutert, werden die wesentlichen Regelabweichungen, in Dreh-



zahl- und Lageregelkreisen durch Modellfehler und nicht modellierte Effekte, die sich als Störungen auf dem Lastdrehmoment zeigen, verursacht. Daher konzentriert sich die Bewertung auf die Auswirkungen dieser Störungen auf den verkoppelten Freiheitsgrad der Positionsdifferenz zur Nullposition innerhalb der Lose  $\varepsilon_{\Delta}$ . Das Führungsverhalten wird anhand der Sprungantwort betrachtet.

### 7.2.1 Störsteifigkeit und Störübertragungsfunktion

Die dynamische Störsteifigkeit wird analog zum Vorgehen aus Kap. 5 anhand eines Lastdrehmomentsprungs (10 % des Nenndrehmoments) bestimmt. Die erreichten Messergebnisse sind in Abb. 7.1 dargestellt. Die Reglerverstärkungen der Positionsregelung wurden anhand der Störsteifigkeit unter der Nebenbedingung optimiert, dass ein stabiler Betrieb gewährleistet ist.

In der Abb. ist die Positionsabweichung von der Nullposition in der Lose über der Zeit dargestellt. Zum Zeitpunkt  $t = 0$  ms erfolgt der Störgrößensprung. Infolgedessen entsteht eine zunächst steigende Positionsdifferenz, welche bei den drei vorgestellten Strukturen unterschiedlich hoch ausfällt und auch abklingt. Die dezentrale Struktur zeigt das schlechteste Ergebnis mit einer Maximalabweichung von 0,70645 mrad. Zudem erfolgt das Einschwingen mit vergleichsweise geringer Dämpfung. Die hybride Struktur zeigt eine kleinere Maximalabweichung von 0,64802 mrad und ein verbessertes Einschwingverhalten. Die zentralisierte Struktur dagegen zeigt eine deutlich kleinere Maximalabweichung von 0,17818 mrad und ein schnelleres Einschwingverhalten.

Aus den Ergebnissen wird ersichtlich, dass durch die erhöhte Latenz bei Anwendung der dezentralen Reglerstruktur Antrieb 1 zunächst die Störung selbständig bekämpfen muss. Antrieb 2 zieht verzögert nach und so

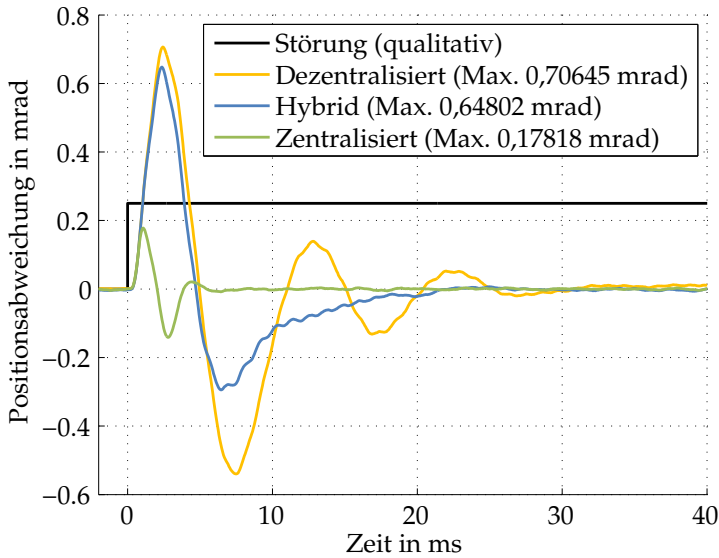


Abb. 7.1: Positionsabweichung von der Nullposition innerhalb der Lose bei einem Lastdrehmomentsprung

kommt es zu dem relativ schlecht gedämpften Einschwingverhalten. Die hybride Struktur erzielt eine ähnliche Maximalabweichung, was darauf hindeutet, dass die Abtastzeit im Drehzahlregelkreis hier den limitierenden Faktor darstellt. Die zentrale Positionsregelung ermöglicht das verbesserte Einschwingverhalten. Die zentralisierte Struktur detektiert die Störung am schnellsten und wirkt ihr entsprechend früher entgegen.

Als zweites Kriterium wird die Störübertragungsfunktion analog zum Vorgehen aus Abs. 5.2 per PRBS-Anregung auf dem Lastdrehmoment und somit auf dem Querstrom des dritten Antriebs  $i_{q,3}$  bestimmt. Die Messergebnisse sind in Abb. 7.2 dargestellt.

Zunächst verlaufen die Amplitudengänge der hybriden und der dezentralisierten Struktur nahezu identisch. Die Abweichungen für niedrige Frequenzen der dezentralisierten Struktur sind dem schlechteren stationären *Tracking* der Optimalposition und der schlechten Frequenzauflösung des PRBS-Signals geschuldet. Bei ca. 50 Hz trennen sich die Betragsverläufe.

In diesem Bereich ist Antrieb 2 aufgrund der Buslaufzeit nicht mehr in der Lage angemessen bei der Ausregelung der Störungen zu unterstützen. Zudem knicken die Frequenzgänge, ähnlich wie bei der Bewertung der einzelnen Achse bedingt durch das Übertragungsverhalten der Mechanik in diesem Bereich ab (vergl. Abb. 4.9).

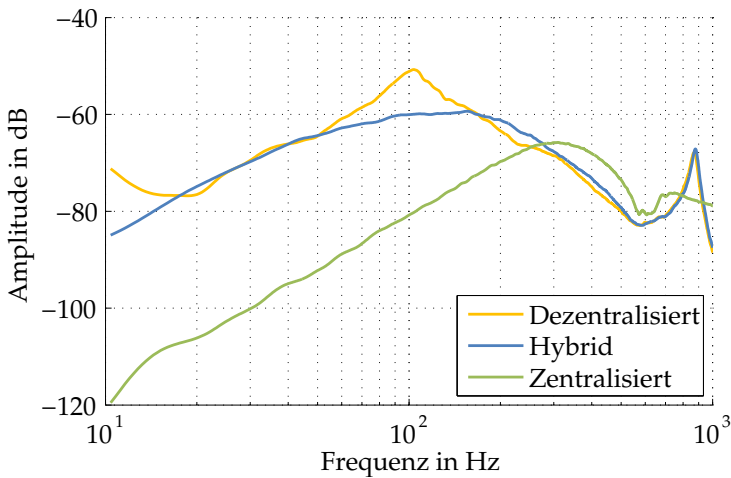


Abb. 7.2: Störübertragungsverhalten:  $i_{q,3} \rightarrow \varepsilon_{\Delta}$

Die zentralisierte Struktur bietet über diesen Frequenzbereich bis hin zu ca. 270 Hz die bessere Störunterdrückung (ca. 30 dB). Für höhere Frequenzen ist die Störunterdrückung aufgrund der hohen Betragsüberhöhung im geschlossenen Drehzahlregelkreis der Struktur (vergl. Abb. 5.6) gerin-

ger als bei den beiden langsameren Strukturen. Zudem zeigt sich wiederum die, durch die Drehzahlfilterung verursachte, Resonanz bei den langsameren Strukturen.

### 7.2.2 Führungsverhalten

Es lässt sich feststellen, dass die laufzeitoptimale zentralisierte Reglerstruktur bei der Störunterdrückung die beste Leistung zeigt. Dies gilt auch für das Führungsverhalten, welches exemplarisch anhand der Sprungantwort auf dem Drehzahl Sollwert veranschaulicht werden kann. Dazu wird die resultierende Drehzahl  $n_{\text{res}}$  des verkoppelten Freiheitsgrads definiert:

$$n_{\text{res}} = \frac{1}{2} (n_1 - n_2) \quad (7.1)$$

In Abb. 7.3 sind die Verläufe von  $\varepsilon_{\Delta}$  und  $n_{\text{res}}$  für einen Führungsgrößenprung auf der Solldrehzahl von -5 U/min zu 5 U/min dargestellt.

Die zentralisierte Struktur zeigt sowohl die geringste Positionsabweichung als auch das beste Einschwingverhalten. Die beiden anderen Strukturen zeigen in der Sprungantwort höhere Über- und Unterschwinger. Die dezentralisierte Struktur zeigt ein besseres Verhalten in der resultierenden Positionsabweichung als die hybride Struktur, jedoch ein schlecht gedämpftes Einschwingverhalten der Drehzahl mit mehrmaligem Über- und Unterschwingen. Die Positionsabweichung der hybriden Struktur hat einen leicht kleineren Überschwinger als die Positionsabweichung der dezentralisierten Struktur, jedoch einen deutlich größeren Unterschwinger. Zur Erläuterung dieser Diskrepanz sind in Abb. 7.4 die zugehörigen Drehzahlverläufe von Antrieb 1 und 2, sowie die durch die Positionsregler aufgeschalteten Drehzahl Sollwerte  $n_{1,\text{add}}$  und  $n_{2,\text{add}}$  dargestellt. Für die hybride Struktur sind diese identisch.

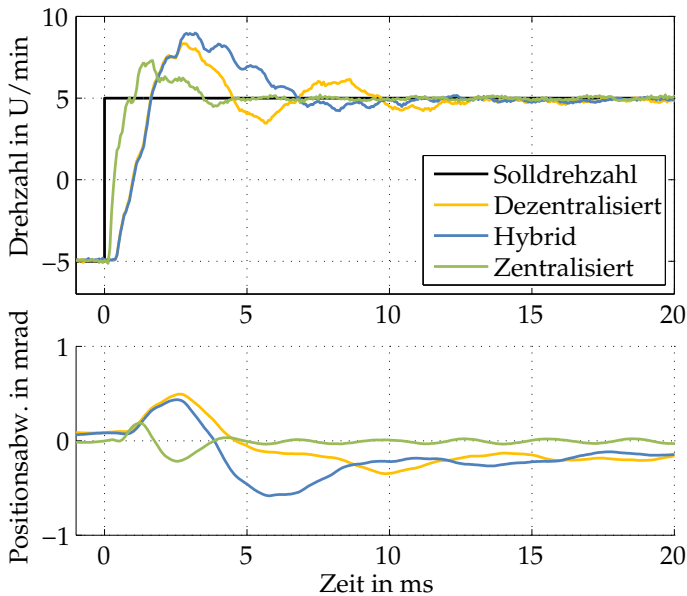


Abb. 7.3: Sprungantwort der verkoppelten Regelung bei Solldrehzahländerung: Resultierende Drehzahl und Positionsabweichung

Der Positionsregler der hybriden Struktur detektiert nach dem Sollwertsprung eine Positionsabweichung, die aus den unterschiedlichen Beschleunigungen der Antriebe resultiert. Dadurch wird der Drehzahlsollwert von Antrieb 1 angehoben, der folgende Überschwinger in der Drehzahl fällt dadurch größer aus, woraus der höhere Unterschwinger in  $\varepsilon_{\Delta}$  resultiert.

Bei Verwendung der dezentralisierten Struktur beschleunigen beide Antriebe unterschiedlich schnell. Die Positionsregler detektieren in der Folge eine erhöhte Positionsdivergenz, die reduzierend auf den eigenen Drehzahlüberschwinger wirkt. Diese Positionsdivergenz resultiert aus der Interpretation der verzögert bereitgestellten Position des jeweils anderen

Antriebs, welche deutlich hinter der eigentlichen Position zurückliegt. Die Antriebe werden folglich durch die Positionsregelung frühzeitig gebremst, was eine deutliche Reduktion der Drehzahlüberschwinger zur Folge hat.

Die Messungen verdeutlichen die Problematik laufzeitbehafteter Signale in verkoppelten Regelkreisen. Eine Führungsgrößenvorsteuerung würde hier deutlich verbesserte Ergebnisse ermöglichen, weshalb eine weitere Analyse des Führungsverhaltens nicht weiter verfolgt wird.

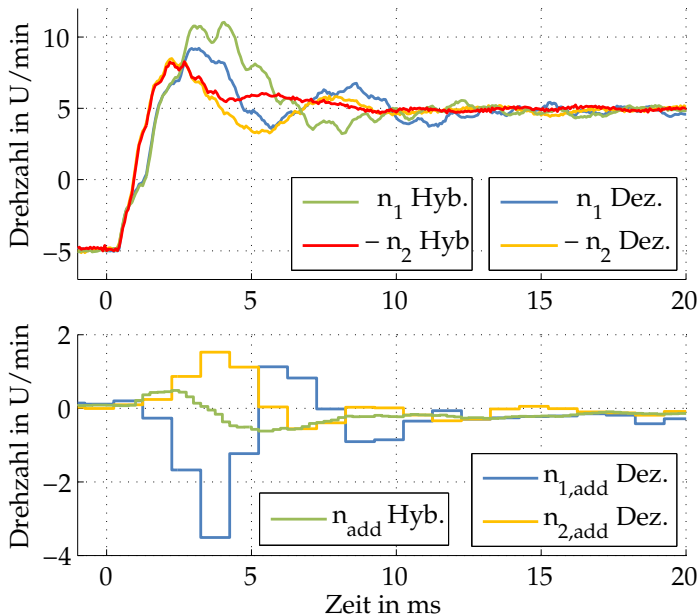


Abb. 7.4: Sprungantwort der verkoppelten Regelung bei Solldrehzahländerung: Antriebsdrehzahlen

### 7.3 Applikationsspezifische Bewertung der Genauigkeit

Zum Vergleich der *Trackingeigenschaften* und somit zur Bewertung der Genauigkeit der Regelung wird die Standardabweichung der Positionsabweichung  $\varepsilon_{\Delta}$  zur Nullposition in der Lose bei einer festen Drehzahl betrachtet. In Abb. 7.5 ist die Positionsabweichung zur Nullposition innerhalb der Lose über der mechanischen Position  $\varepsilon_1$  dargestellt.

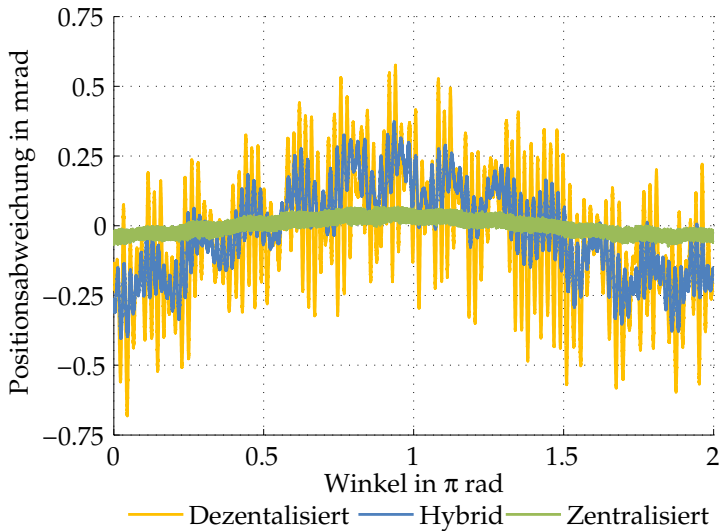


Abb. 7.5: Positionsabweichung zur Nullposition innerhalb der Lose über  $\varepsilon_1$  bei 60 U/min

Während die Verläufe der dezentralisierten und der hybriden Struktur sich stark ähneln, zeigt die zentralisierte Struktur das mit Abstand beste Ergebnis. Die Standardabweichungen der Verläufe betragen 0,2258 mrad für die dezentrale Struktur, 0,16119 mrad für die hybride Struktur und

0,028752 mrad für die zentralisierte Struktur. Auch wenn sicherlich keine Normalverteilung der Messwerte vorliegt und somit keine Aussage über die weitere Verteilung der Messwerte möglich ist, stellt die Standardabweichung dennoch ein gutes Maß zur Bewertung der *Trackinggenauigkeit* dar.



## 8 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit konnte gezeigt werden, dass hochdynamische Mehrachsregelungen durch systematische Reduktion von Laufzeiten in den Regelkreisen deutlich verbessert werden können. Die Bewertung erfolgte anhand der Kriterien Störsteifigkeit und Störübertragungsfunktion. Die angestrebten Produktivitätssteigerungen können jedoch nur erreicht werden, wenn auch die Zustandsgrößenerfassung der mechanischen Strecken mit hoher Qualität und geringer Latenz erfolgt. Die Modellbildung, Modellparametrierung und Beobachterausslegung stellen hier die Hauptansätze für weitere Innovationen dar. In dieser Arbeit wurden durch einfache Methoden gute Ergebnisse erreicht, wie es am Beispiel der Lastdrehmomentschätzung gezeigt werden konnte. In folgenden Arbeiten sollten analytische Auslegungsverfahren und automatische *Parametrierungstools* entwickelt werden, die einen Einsatz in der Praxis ermöglichen.

Die wesentlichen technologischen Innovationstreiber des Forschungsvorhabens sind FPGA-Technologie, die Nutzung *Overhead*-reduzierter *Ethernet*-Übertragungen und einer Sterntopologie des Netzwerks sowie eine latenzoptimierte Echtzeit-Steuerung mit leistungsfähiger FPGA-basierter PCI-Karte.

Durch die Ausnutzung der Parallelverarbeitung im Umrichter konnten nicht nur Dynamikvorteile durch Laufzeitreduktion in der Stromregelung sondern auch Genauigkeitsvorteile durch *Oversamplingtechniken* bei der Lageerfassung generiert werden. Die konsequente Nutzung der Parallelverarbeitung ermöglicht viele Freiheiten bei der Designentwicklung und

der Synchronisation des Designs, die sich letztendlich auch in der Leistungsfähigkeit des Produkts niederschlagen. Die Bandbreitensteigerung im Stromregelkreis hat dabei erheblichen Einfluss auf die Dynamik höherer Regelkreise, die allerdings deutlich stärker von der mechanischen Strecke beeinflusst wird. Dies konnte anhand der marginalen Unterschiede in der Drehzahlreglerbandbreite zwischen der Verwendung laufzeitfreier und konventioneller Stromregelung am Dreimassensystem gezeigt werden.

Für die Verbesserung der Drehzahlgüte erscheint die weitere Untersuchung der im Rahmen dieser Arbeit genutzten Spursignalkorrekturverfahren bzw. die möglichst vollständige Kompensation systematischer Geberfehler sinnvoll. Mithilfe einer Phasenkorrektur sollten bereits verbesserte Ergebnisse zu erreichen sein. Die Vorsteuerung der positionsabhängigen Korrekturwerte durch eine Tabelle sollte weitere Dynamiksteigerungen ermöglichen. Unabhängig von den Latenzen in den Regelungsstrukturen, sind durch Geberfehlerkompensation auch Genauigkeitssteigerungen in redundanten Freiheitsgraden realisierbar.

In Bezug auf das Führungsverhalten hochdynamischer Mehrachsregelungen zeigt sich, dass der Führungsgrößengenerator bzw. die Führungs- und Störgrößenvorsteuerung entscheidend ist und somit die Regelung in den Hintergrund tritt. Für die optimale Vorsteuerung sind detaillierte Modelle erforderlich, die u. U. einen hohen Identifikationsaufwand nach sich ziehen. Das Wissen um applikationsspezifische Modellstrukturen und Störungen sollte daher nach Möglichkeit schon konstruktionsbegleitend aufgebaut werden. Hierdurch ist bereits frühzeitig simulativ die Leistungsfähigkeit des Systems zu untersuchen und es besteht noch die Möglichkeit Änderungen bspw. durch konsequenten Leichtbau vorzunehmen.

## Literaturverzeichnis

- [1] Åström, K. J. und T. Häggglund: *Automatic Tuning of PID Controllers*. Instrument Society of America, 1988.
- [2] Andraka, R.: *A Survey of CORDIC Algorithms for FPGA Based Computers*. In: *Proceedings of the 1998 ACM/SIGDA Sixth International Symposium on Field Programmable Gate Arrays, FPGA '98*, Seiten 191–200, New York, NY, USA, 1998. ACM.
- [3] Austria Microsystems: *AS5147P: 14-Bit On-Axis Magnetic Rotary Position Sensor with 12-Bit Binary Incremental Pulse Count and for 28krpm High Speed Capability*. 12.05.2015, Rev. 1.01.
- [4] Bähr, A.: *Speed Acquisition Methods for High-Bandwidth Servo Drives*. Dissertation, TU Darmstadt, 2005.
- [5] Böcker, J., S. Beineke und A. Bähr: *On the Control Bandwidth of Servo Drives*. 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2009.
- [6] Beineke, S. D. und A. D. Bünte: *Verfahren zur Unterdrückung systematischer Fehler von inkrementellen Lagegebern*, 2004. DE Patent 10036090 B4 2004.01.29.
- [7] Bähr, A. und S. Beineke: *Mechanical resonance damping in an industrial servo drive*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE) 2007*, 2007.

- 
- [8] Bristow, D. A., M. Tharayil und A. G. Alleyne: *A survey of iterative learning control*. IEEE Control Systems, Vol. 26(3): S. 96–114, 2006.
  - [9] Brunotte, C.: *Regelung und Identifizierung von Linearmotoren für Werkzeugmaschinen*. Dissertation, TU Braunschweig, 1999.
  - [10] Daaboul, Y. und W. Schumacher: *High-performance position evaluation for high speed drives via systematic error correction methods of optical encoders*. In: *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013.
  - [11] Dodds, S.J. und J. Vittek: *Sliding mode control of PMSM drives subject to torsion oscillations in the mechanical load*. In: *13th Power Electronics and Motion Control Conference(EPE-PEMC 2008)*, 2008.
  - [12] Dopatka, F.: *Ein Framework für echtzeitfähige Ethernet-Netzwerke in der Automatisierungstechnik mit variabler Kompatibilität zu Standard-Ethernet*. Dissertation, Universität Siegen, 2009.
  - [13] Elliott, R. N.: *Electricity consumption and the potential for electric energy savings in the manufacturing sector*. Dec 1994.
  - [14] Erlich, M. und Y. Villaret: *Neues Konzept für das Design magnetischer Absolutdrehgeber*. SPS/IPC/Drives 2014, 2014.
  - [15] Foo, G. und M. F. Rahman: *Evaluation of velocity servo performance of IMPSM drive under high-performance sensorless operation*. In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*, 2011 IEEE 8th International Conference on, Seiten 1–10, May 2011.
  - [16] Gröling, C.: *Optimierungspotenzial bei Servoumrichtern für permanentenerregte Synchronmaschinen*. Dissertation, TU Braunschweig, 2009.
  - [17] Gröling, C., Y. Daaboul, M. Lux, T. Orlik und W. Schumacher: *High-performance position evaluation of optical encoders via a CORDIC algo-*

- rithm and oversampling techniques on an FPGA. In: 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2009.*
- [18] Hippe, P.: *Windup in Control: Its Effects and Their Prevention*. Springer, 2006.
- [19] Hoffmann, N., F. W. Fuchs, M. P. Kazmierkowski und D. Schröder: *Digital Current Control in a Rotating Reference Frame – Part I: System Modeling and the Discrete Time-Domain Current Controller With Improved Decoupling Capabilities*. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(7):5290–5305, July 2016.
- [20] Homann, M., T. Noßelt und W. Schumacher: *Aspekte der Strommessung in Drehfeldmaschinen mit Delta Sigma Umsetzern*. SPS/IPC/Drives 2013, 2013.
- [21] IFR Statistical Department: *Globale Studie: Industrie-Roboter mit neuem Weltrekord? Absatz plus 27 Prozent*. [http://www.worldrobotics.org/uploads/tx\\_zeifr/03\\_23\\_2015\\_Pressemitteilung\\_deutsch.pdf](http://www.worldrobotics.org/uploads/tx_zeifr/03_23_2015_Pressemitteilung_deutsch.pdf), 2015.
- [22] Isermann, R. und M. Münchhof: *Identification of Dynamic Systems: An Introduction with Applications*. Springer Berlin Heidelberg, 2010.
- [23] Kiel, E.: *Antriebslösungen: Mechatronik für Produktion und Logistik*. VDI-Buch. Springer Berlin Heidelberg, 2007.
- [24] Klarenbach, H. Ch.: *Hochdynamische Servoantriebe mit paralleler Algorithmenverarbeitung*. Dissertation, TU München, 2009.
- [25] Klöck, J. F.: *Verfahren zur Korrektur von Offset- und Phasenfehlern in Spursignalen*. Internes Dokument, Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2015.
- [26] Klöck, J. F. und W. Schumacher: *Harmonic current control for transverse flux machines*. In: *Proceedings of PCIM Europe 2014*, 2014.

- [27] Klöck, J. F. und W. Schumacher: *Auslegung eines PTD-Lagereglers in einer klassischen Kaskadenregelung*. Internes Dokument, Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2015.
- [28] Kovács, K.P. und I. Rácz: *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, Bd. 2*. Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959.
- [29] Leonhard, W.: *Regelung elektrischer Antriebe*. Springer Berlin Heidelberg, 2013.
- [30] Lunze, J.: *Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. Springer, 2014.
- [31] Lunze, J.: *Regelungstechnik 2: Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. Springer, 2014.
- [32] Mathapati, S.: *FPGA-Based High Performance AC Drives*. Dissertation, Universität Paderborn, 2011.
- [33] MATLAB Dokumentation für die Funktion: *tfestimate*. <http://de.mathworks.com/help/signal/ref/tfestimate.html>.
- [34] Mihalachi, M. A.: *Position Acquisition and Control for Linear Direct Drives with Passive Vehicles*. Dissertation, TU Darmstadt, 2005.
- [35] Mihalachi, M. A.: *Schaltplan und Layout zur FPGA-basierten PCI Karte mit Ethernet (V6)*. Internes Dokument, Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2013.
- [36] Müller, K.: *Entwurf robuster Regelungen*. Vieweg+Teubner Verlag, 1996.
- [37] Orlik, T.: *Modellierung und sensorlose Regelung permanenterregter Synchronmaschinen unter Berücksichtigung des Sättigungsverhaltens*. Dissertation, TU Braunschweig, 2014.

- [38] Orlik, T., C. Gröling und W. Schumacher: *Auswirkung von Bus-Laufzeiten auf hochdynamische Mehrachsenregelungen*. SPS/IPC/Drives 2009, 2009.
- [39] Quang, N. P. und J. A. Dittrich: *Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice*. Springer Berlin Heidelberg, 2008.
- [40] Sammoud, H.: *Sensorreduktion bei der Regelung eines permanenterregten Synchronmotors mit großem Feldschwäcbereich*. Dissertation, TU Braunschweig, 2002.
- [41] Schümann, U.: *Parameteridentifikation und -adaption an Asynchronmaschinen*. Dissertation, Universität Bremen, 2007.
- [42] Schmirgel, H. und J. O. Krah: *Compensation of Nonlinearities in the IGBT Power Stage of Servo Amplifiers through Feed Forward Control in the Current Loop*. In: *Proceedings of PCIM Europe 2005*, 2005.
- [43] Schnell, G. und B. Wiedemann: *Bussysteme in der Automatisierungs- und Prozesstechnik*. Vieweg, 2006.
- [44] Schröder, D.: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer Berlin Heidelberg, 2009.
- [45] Schröder, D.: *Intelligente Verfahren: Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme*. Springer Berlin Heidelberg, 2010.
- [46] Schröder, D.: *Elektrische Antriebe - Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*. Springer Berlin Heidelberg, 2013.
- [47] Schumacher, W.: *Grundlagen der Regelungstechnik*. Vorlesungsskript, TU Braunschweig, 2011.
- [48] Schumacher, W.: *Erweiterte Methoden der Regelungstechnik*. Vorlesungsskript, TU Braunschweig, 2015.

- [49] Schuster, H.: *Hochverstärkungsbasierte Regelung nichtlinearer Antriebssysteme*. Dissertation, TU München, 2009.
- [50] Schütz, D. und F. M. Wahl: *Robotic Systems for Handling and Assembly*. Springer, 2010.
- [51] Siciliano, B., L. Sciavicco, L. Villani und G. Oriolo: *Robotics: Modeling, Planning and Control*. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. Springer, 2009.
- [52] Sörensen, J.:  $\Sigma\Delta$ -conversion Used for Motor Control. In: *Proceedings of PCIM Europe 2015*, 2015.
- [53] Thomsen, S.: *Drehzahlregelungsverfahren für Antriebssysteme mit schwingungsfähiger Last unter Berücksichtigung verschiedener mechanischer Antriebsparameter - Auslegung, Analyse und Vergleich*. Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2013.
- [54] Thomsen, S. und F.W. Fuchs: *Design and analysis of a flatness-based control approach for speed control of drive systems with elastic couplings and uncertain loads*. In: *Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011.
- [55] Thomsen, S., N. Hoffmann und F.W. Fuchs: *Comparative study of conventional PI-control, PI-based state space control and model based predictive control for drive systems with elastic coupling*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010.
- [56] Tietze, U., C. Schenk und E. Gamm: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer, 2012.
- [57] Visioli, A.: *Practical PID Control*. Springer, 2006.
- [58] Wobbe, F.: *Holistische Regelung stellgrößenbeschränkter mechatronischer Systeme*. Dissertation, TU Braunschweig, 2011.



- 
- [59] Wobbe, F., D. H. Nguyen und W. Schumacher: *Anti-windup design for trajectory tracking of a parallel robot - An holistic approach*. In: *IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA 2010)*, 2010.
- [60] Wörn, H. und U. Brinkschulte: *Echtzeitsysteme: Grundlagen, Funktionsweisen, Anwendungen*. eXamen.press. Springer Berlin Heidelberg, 2006.
- [61] Yang, Sheng-Ming und Shuenn-Jenn Ke: *Performance evaluation of a velocity observer for accurate velocity estimation of servo motor drives*. In: *The 1998 IEEE Industry Applications Conference, 1998*, Band 3, Seiten 1697–1702, Oct 1998.
- [62] Yun, J. N., J. Su, Y. I. Kim und Y. C. Kim: *Robust Disturbance Observer for Two-Inertia System*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(7):2700–2710, July 2013.

## **Veröffentlichungen im Rahmen dieser Promotion**

- [63] Martens, O., J. F. Klöck und W. Schumacher: *Evaluation of Multi-Axis Control Systems*. In: *Proceedings of PCIM Europe 2015*, 2015.
- [64] Martens, O. und W. Schumacher: *Referenzsystem für hochdynamische Mehrachsregelung*. SPS/IPC/Drives 2014, 2014.

## Betreute studentische Arbeiten

- [65] Albrecht, C.: *Bewertung von Reibmodellen für die Modellierung seilaktuierter Roboterkinematiken*. Bachelorarbeit, Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2014.
- [66] Bürger, Ch.-A.: *Entwicklung und Anwendung einer Bedienoberfläche für ein Mehrachsregelsystem*. Diplomarbeit, Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2014.
- [67] Fischer, G.: *DMA-Linux-Treiber für eine FPGA-basierte PCI-Karte*. Bachelorarbeit, Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2015.
- [68] Kroschel, S.: *Vergleich von Auswerteverfahren für Sin/Cos-Geber*. Masterarbeit, Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2013.
- [69] Maier, O. H.: *Inbetriebnahme und Regelung eines Portalkranmodells*. Bachelorarbeit, Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2014.
- [70] Rauer, D.: *Aufbau eines FPGA-basierten Servo-Umrichters mit Echtzeit-Ethernet Schnittstelle*. Bachelorarbeit, Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2014.
- [71] Rinke, S.: *Servo-Regelung für PMSM mit Sin/Cos-Geber auf einem FPGA*. Masterarbeit, Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2012.